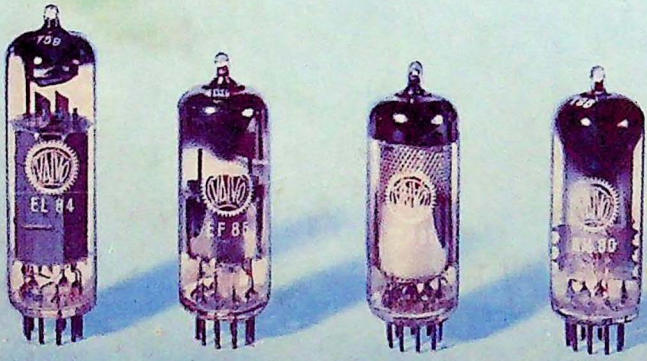
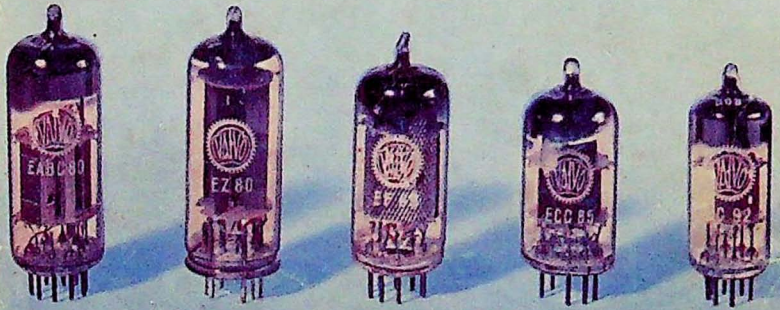
Elektronen-Röhren





Teil 2: Praktische Anwendung

LEHRMEISTER BÜCHEREI 2,50

Ing. Erwin Hiller DL3KL

Viele Abbildungen

Elektronen-Röhren

Teil II

Praktische Anwendung der Elektronen-Röhren in Schaltung und Aufbau

von

Ing. Erwin Hiller
(DL 3 KL)

durchgesehene und erweiterte Auflage

mit 102 Textbildern

Lehrmeister-Bücherei Nr. 2027

Albrecht Philler Verlag 495 Minden

Alle Rechte vorbehalten
DRUCK: GRIMMESCHE HOFBUCHDRUCKEREI BUCKEBURG
Fadenlos gebunden bei W. Altvater, Todtenhausen üb. Minden (Westf)
562102

INHALTSVERZEICHNIS

A. Die Arbeitsbedingungen bei der Selbsterregung . . 5
Verschiedene Arten der Rückkopplung 13
B. Die Röhre als Verstärker für Hochfrequenz 19
1. Bandfilteranordnungen 25
2. Einkreis-Kurzwellen-Empfänger 30
3. Amateur-Kurzwellen-Empfänger RX 60 32
4. Amateur-Kurzwellen-Empfänger „Mikrohet" . . . 39
C. Die Röhre als Verstärker für Niederfrequenz . . . 46
1. Klangfarbenregelung 50
2. Gegenkopplungen 51
D. Verstärker und Endstufen für Niederfrequenz . . . 56
1. Klasse A-Verstärkung 56
2. Klasse B-Verstärkung 60
3. Klasse A-B-Verstärkung 61
4. Klasse C-Verstärkung 62
5. Steuerverstärker mit Trioden 62
6. Mikrofonvorverstärker 65
7. Fotozellenverstärker 67
8. 4-Watt-Verstärker mit Trioden 67
9. 10-Watt-Gegentakt-Endstufe mit 2 mal AD 1 . . . 68
10. Mischverstärker 71
11. Endstufe mit Röhre EL 41 73
12. Zweikanalverstärker 74
E. Phasenumkehrstufen 74
1. Phasenumkehrung mit Röhre EDD 11 77
2. Die ECC 40 und ECC 85 als Phasenumkehrröhre . 80
3. Entzerrerschaltung 83
4. Verstärker mit Modulationsclipper 84

F. Die Röhre als Meßgerät 87
1. Röhrenvoltmeter mit Magischem Auge 87
2. Richtverstärker-Röhrenvoltmeter 88
3. Röhrenvoltmeter mit Eingangsspannungsteiler . . 89
4. Der Multivibrator 90
5. Grid-Dipper 91
G. HF-Gleichrichtung Regelspannungserzeugung . . . 96
1. Automatische Lautstärkeregelung 96
2. Schaltungen mit Trioden 100
3. Antennenverstärker 103
H. Die Arbeitsweise der Röhren im Sender 104
1. Selbsterregung 105
2. Rückkopplung nach Meißner 106
3. Quarzgesteuerte Röhrensender 107
4. Dreipunkt-Sender (Hartley) 111
5. Colpitts-Dreipunkt-Sender 112
6. Huth-Kühn-Sender 113
7. Der „ECO“ 114
I. Einfacher Sender mit Rimlockröhren 115
K. Clapp-Steuersender 117
L. QRP-Sender 119
Neutralisation 122
M. Die Modulation der Röhrensender 124
1. Gittermodulationen 126
2. Heising-Modulation 129
3. Bremsgitter-Modulation 132
4. Schirmgitter-Modulation 134
5. Hochspannungserzeugung mit Schwingungskreisen 134
6. Störbegrenzer 135

A. Die Arbeitsbedingungen bei der Selbsterregung

Bei der Rückkopplung wird eine bestimmte Wechselspannung Uk, die mit der Gitterwechselspannung Ug in Phase ist, von der Anodenseite des Verstärkers dem Gitter wieder zugeführt. Für den Fall, daß Uk = Ug ist, fängt die Röhre an zu schwingen (Selbsterregung). Nach Barkhausen wird der Ausdruck $K = -\frac{Ug}{Ua}$ der Rückkopplungsfaktor genannt. Das Minuszeichen rührt daher, daß zwischen der Gitterwechselspannung Ug und der Anodenwechselspannung — Ua ein Phasenunterschied von 180° bestehen muß. Nun ist aber die Spannungsverstärkung gleich dem Verhältnis der Anodenwechselspannung zur Gitterwechselspannung, und es gilt die Beziehung: $V = -\frac{Ua}{Ug}$. Ua ist hier ebenfalls mit negativem Vorzeichen eingesetzt, da es hier nicht auf den tatsächlichen Wert der Spannungsverstärkung, sondern auf die richtigen Phasenverhältnisse ankommt. Den Werten V und K kommt also eine bestimmte Richtung zu; es handelt sich also um Vektoren. Hieraus folgt: $K = \frac{1}{V}$, also: $K \times V = 1$. Bei einer Spannungsverstärkung von $V = \frac{1}{20} = 5\%$ tritt also eine Selbsterregung ein, wenn bereits 5% der Anodenwechselspannung auf den Gitterkreis rückgekoppelt werden. Aus dem eben Gesagten geht aber auch ohne weiteres hervor, daß der erforderliche Rückkopplungsfaktor K um so geringer

ist, je größer die Spannungsverstärkung V ist. In der Praxis kann es nun vorkommen, daß die Rückkopplung über mehrere Stufen erfolgt; zur Selbsterregung reicht dann schon eine sehr geringe Rückkopplungswechselspannung aus. Diese Art der Rückkopplung tritt häufig in Selbstbausuperhet-Empfängern auf, bei denen durch schlechte Leitungsführung usw. die ganzen Zwischenfrequenz-Verstärkerstufen zur Selbsterregung neigen. Diese schwache Rückkopplung kann bereits durch die natürlichen Schalt- und Röhrenkapazitäten angeregt werden. Auch die gemeinsame Gleichspannungsquelle kann diese Rückkopplungen mit hervorrufen. Siebwiderstände mit entsprechenden Kondensatoren sind daher in jedem Falle in Hochfrequenzkreisen zwischen die Gleichstromversorgung einzuschalten. (Normalerweise R = 5 bis 10 kOhm, C = 50 nF. Bei Hochfrequenzkreisen über 5 MHz sind dem 50-nF-Kondensator noch eine Kapazität von ca. 5 nF aus induktionsfreiem keramischen Kondensator parallel zu schalten.)

Die Selbsterregung erfolgt um so leichter, je kleiner der Durchgriff D und je größer die Steilheit S bzw. der Anodenwechselstromwiderstand Ra ist. Bei gekrümmten Arbeitskennlinien ist für S die mittlere Steilheit Sm in dem durch die Gitterwechselspannungen ausgesteuerten Kennlinienbild einzusetzen. Nach Barkhausen ergibt sich die Selbsterregungsgleichung: $K = D + \frac{1}{S \cdot Ra}$.

Liegt der Arbeitspunkt A nach Bild 1 auf der Mitte der Arbeitskennlinie, so ist die mittlere Steilheit am größten, und zwar gleich tga. Sollen die Gitterkreisschwingungen mit dem Scheitelwert Ug aufrecht erhalten bleiben, so muß die Rückkopplung so fest gemacht werden, daß durch die Rückkopplung immer genau die gleiche Wechselspannung Ug auf den Gitterkreis übertragen wird. Macht man bei festerer Rückkopplung den Rückkopplungsfaktor K größer, so erhält das Gitter eine größere Rückkopplungswechselspannung Ug.

Durch höhere Rückkopplungswechselspannung ist die mittlere Arbeitssteilheit der Röhre aber kleiner geworden und zwar tg a'. Diese mittlere Steilheit verkleinert sich aber immer mehr, je stärker die Gitterkreisschwingungen bei noch stärkerer Rückkopplung wachsen. Dieser Vorgang geht so weit, bis der Anodenstrom nicht mehr größer werden kann; die Schwingungen werden durch den Gitterstrom stark gedämpft

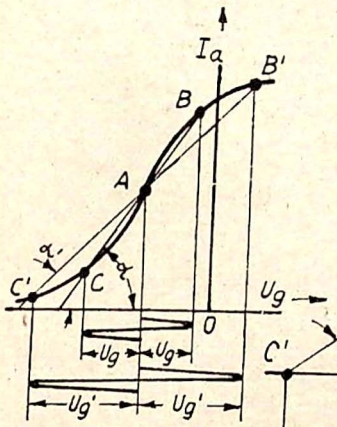


Bild 1

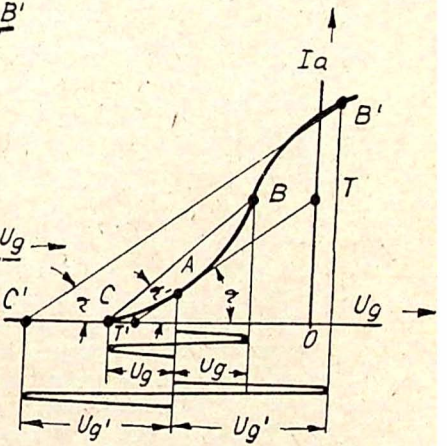


Bild 2

bzw. der Anodenstrom strebt dem Sättigungswert zu: die Anodenkreis- und Rückkopplungswechselspannungen können nicht mehr stärker werden. Andererseits nehmen die Schwingungen, wenn wir die Rückkopplung loser machen, allmählich auf den Wert Null ab. Wir haben nun gesehen, daß jedem Wert von K ein ganz bestimmter Schwingungszustand entspricht. Hierbei nimmt die mittlere Steilheit mit wachsender Schwingungsweite der Gitterkreisschwingungen ständig ab.

Ferner ersehen wir, daß die Verkleinerung der mittleren Arbeitssteilheit der Röhre durch einen größeren Rückkopplungsfaktor ausgeglichen wird, dagegen nimmt die mittlere Steilheit bei einem kleinen Rückkopplungsfaktor entsprechend zu. Wir können daher mit einem weichen Einsetzen der Schwingungen genau der Rückkopplung folgen. Von dem einen Schwingungszustand in den anderen erfolgt der Übergang stetig.

Befindet sich der Arbeitspunkt A nun aber auf einer wenig steilen Stelle der Arbeitskennlinie, so muß infolge der geringen, mittleren Steilheit der Rückkopplungsfaktor größer als in dem oben besprochenen Fall gemacht werden, da sonst keine Selbsterregung eintritt. Die Steilheit tg a ist bei sehr kleinen Gitterkreisschwingungen durch die Tangente TT' im Arbeitspunkt gegeben. Bei größer werdenden Schwingungen vergrößert sich die mittlere Steilheit und wird z. B. bei der Gitterwechselspannung Ug gleich tg a', wie aus Bild 2 zu ersehen. Die Anodenwechselspannung und damit verbunden die rückgekoppelte Gitterwechselspannung werden von selbst größer, da die größere Steilheit einen größeren Anodenwechselstrom hervorruft. Die Schwingungsweiten wachsen solange schnell an, bis die mittlere Steilheit wieder geringer wird, und schließlich den Wert der ursprünglichen Steilheit im Arbeitspunkt A erreichen; die Gitterwechselspannung hat jetzt die Schwingungsweite Ug'. Die Schwingungen setzen hart ein, da die Schwingungen sofort nach dem Einschalten auf diesen Wert springen. Die Schwingungen bleiben auch dann noch erhalten, wenn wir die Rückkopplung wieder loser machen und der Rückkopplungsfaktor unter den ursprünglich erforderlich gewesenen Wert sinkt, denn bei abnehmender Schwingungsweite wird die mittlere Steilheit größer. Nun kann aber noch der Fall eintreten, daß bei einer bestimmten Schwingungsweite die größte mittlere Steilheit erreicht wird und bei weiter gelockerter Rückkopplung die Schwingungen plötzlich abreißen. Wollen wir nun die Röhre wieder zum Schwingen brin-

gen, so muß die Rückkopplung wieder fester gemacht werden, als diese beim Abreißen der Rückkopplung war.

Diese ganzen Beobachtungen gelten natürlich alle nur dann, wenn kein Gitterstrom auftritt. Wir können uns also merken, daß ein Ziehen oder Reißen der Rückkopplung immer dann auftritt, wenn die mittlere Steilheit der Arbeitskennlinie mit wachsender Schwingungsweite zunimmt oder mit abnehmender Schwingungsweite abnimmt.

In mit Elektronenröhren betriebenen Sendern spielt die Rückkopplung bzw. die Selbsterregung der Röhren naturgemäß eine ausschlaggebende Rolle, darüber hinaus aber dient die Rückkopplung auch noch der Empfangstechnik, z. B. zur ‚Entdämpfung' eines Schwingungskreises. Das Bestreben in der Herstellung von Schwingungskreisen geht ja darauf hinaus, daß die Schwingungskreise möglichst verlustfrei aufgebaut werden, um geringste Dämpfungsverluste zu erhalten. Da nun aber ein restlos dämpfungsfreier Aufbau der Schwingungskreise wegen der grundsätzlich überall auftretenden Verluste nicht möglich ist, wird auch der beste Schwingungskreis, der durch einen äußeren Generator beispielsweise einmalig angestoßen wurde, seinen Schwingungszustand nach Fortnahme des äußeren Generators schnell verlieren. Man sagt, durch die Dämpfung klingt die Schwingungsleistung des Schwingungskreises ab. Diese Dämpfungsleistung kann nun, wie bereits besprochen, dadurch verringert bzw. aufgehoben werden, wenn wir dem zu entdämpfenden Schwingungskreis einer Röhre einen Teil der Hochfrequenzenergie des Anodenkreises wieder zuführen. Der Dämpfungswiderstand des Schwingungskreises kann durch diese Maßnahme beliebig verringert werden. Diese Tatsache ist auch die Erklärung dafür, daß z. B. ein Audion durch die Rückkopplung so empfindlich gemacht werden kann, daß eine Station, die ohne Rückkopplung nicht empfangen werden kann, hörbar wird. Würde man die Verstärkerleistung der Röhre nun rein theoretisch gleich Null einsetzen (was in der Praxis ja nicht der Fall ist), so finden wir

durch die Tatsache der Entdämpfung des Schwingungskreises durch die Rückkopplung sofort die Erklärung dafür, daß ein Detektorkristall an dem gleichen Spulensatz keinen Empfang bringt, da die Eigendämpfung des Schwingungskreises die schwach ankommende Sendeenergie selbst verbraucht. Wir können die durch die Rückkopplung bewirkte Entdämpfung als einen negativen Widerstand betrachten, der den positiven

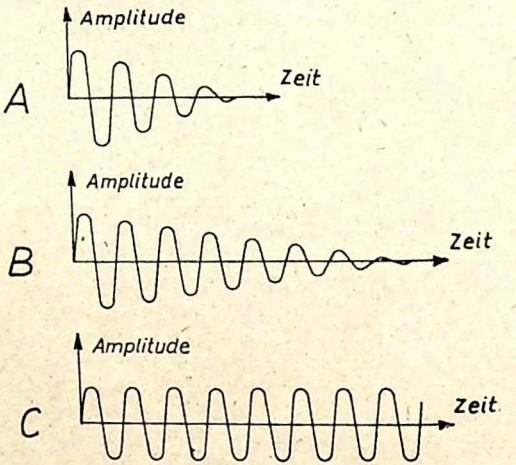


Bild 3

Dämpfungswiderstand des Schwingungskreises teilweise bzw. ganz aufhebt. Die Entdämpfung wird naturgemäß um so größer, je mehr sich der Wert dieses negativen Widerstandes dem positiven Dämpfungswiderstand nähert. Wenn diese Widerstände den gleichen Wert erreichen, tritt die Selbsterregung ein. Schematisch können wir diese Vorgänge nach Bild 3 darstellen. Wir ersehen daraus, daß im Falle A die Schwingungen eines normalen, gedämpften Schwingungskreises sehr schnell zusammenbrechen. Im Falle B ist der Schwingungskreis nur

sehr schwach gedämpft; die Zeit, die zum Abklingen der Schwingungen nötig ist, ist bereits bedeutend länger. Erst im Falle C, der einen Schwingungskreis darstellt, bei dem die Entdämpfung = Dämpfung ist, sehen wir, daß die Schwingungsweiten ihren gleichen Wert behalten oder mit anderen Worten, der Schwingungskreis behält die gleiche Amplitude.

Nach den bisherigen Ausführungen über die Rückkopplung muß also, wenn im Anodenkreis eine Anodenwechselspannung Ua auftreten soll, am Steuergitter eine Wechselspannung $Ug = -\frac{Ua}{V}$ vorhanden sein. Durch die angewendete Rückkopplung nach Seite 5 wird dann am Steuergitter eine Rückkopplungswechselspannung $UK = -K \cdot Ua$ erzeugt. Die von einem Generator (z. B. ein Rundfunksender) im Gitterkreis erzeugte Empfangswechselspannung Ue braucht daher nur den Wechselspannungsbetrag zu liefern, der von der Rückkopplung nicht aufgebracht werden kann:

$$Ue = Ug - Uk = Ug - K \cdot Ua = Ug - V \cdot K \cdot Ug, \text{ d. h.}$$
$$Ue = (1 - K \cdot V)\, Ug.$$

Damit die Röhre nun beim Empfang nicht ins Selbstschwingen gerät, muß $K \cdot V < 1$ und $K > D + \frac{1}{S \cdot Ra}$ sein. Der Verstärkungsgrad einer rückgekoppelten Röhre muß, da ohne Rückkopplung Ue = Ug sein müßte, auf das $\frac{1}{1 - K \cdot V}$ fache vergrößert werden! [z. B.: $K \cdot V = 0{,}9$, so ist Ue = 0,1 Ug, Verstärkergrad durch die Rückkopplung also verzehnfacht]. Diese Bedingung läßt sich in der Praxis leicht erreichen, denn nach dem bisher Besprochenen tritt die Selbsterregung ein, wenn $K \cdot V = 1$ ist.

Wie bereits erwähnt, soll der Arbeitspunkt auf einer möglichst steilen Stelle der Arbeitskennlinie liegen. Es gelingt

dann leicht, die Entdämpfung eines Schwingungskreises mittels der Rückkopplung bei weichem Schwingungseinsatz bis zur Selbsterregung zu treiben. Dieser Tatsache wurde bisher viel zu wenig Beachtung geschenkt; sie ist ein Grund dafür, daß namentlich Anfänger im Kurzwellenempfängerbau den „klassischen" Geradeausempfänger (OVI) selten mit einem sauberen und weichen Schwingungseinsatz betreiben konnten. Besonders die Einstellung der Rückkopplung beim sogenannten ECO ist verhältnismäßig kritisch, wenn man ein Ziehen der Rückkopplung vermeiden will. Gerade beim Empfang tonloser Telegrafie ist der weiche Rückkopplungseinsatz oberstes Gebot. (Siehe auch Teil I, LB. Nr. 2025: der zerdämpfte Schwingungskreis).

Beim Audion mit Gittergleichrichtung erfolgt die Demodulation mittels des Gitterstromes, während bei der Anodengleichrichtung die Demodulation mittels des Anodenstromes erfolgt. Da nun aber beim Anodengleichrichter der Arbeitspunkt weit unten auf einem flachen Teil der Arbeitskennlinie liegt, ist dieser Gleichrichter unter Berücksichtigung des bisher Gesagten weniger für die Rückkopplung, besonders im Kurzwellenempfänger, geeignet. Bei der Gittergleichrichtung ist es aber möglich, den Arbeitspunkt auf eine für die Rückkopplung günstige Stelle der Arbeitskennlinie zu legen, ohne die Wirkung für die Demodulation wesentlich ungünstig zu beeinflußen. Die richtige Wahl der Anoden- und Gittervorspannung ist also für den Rückkopplungseinsatz von grundlegender und ausschlaggebender Bedeutung.

Durch die Rückkopplung erreichen wir aber bei Schwingungskreisen in Empfängern durch die stattfindende Entdämpfung eine wesentliche Erhöhung der Trennschärfe. Hierbei ist die durch die Rückkopplung erreichte Empfindlichkeit ungefähr dem Trennschärfegewinn verhältnisgleich. Bekanntlich ist die Resonanzkurve eines Schwingungskreises um so steiler, je geringer der Dämpfungswiderstand des Kreises ist. Nun ist es aber leider nicht so, daß die Rückkopplung nun

aus lauter Vorzügen besteht. Bei dieser positiven Rückkopplung werden die in der Anodenwechselspannung enthaltenen, nichtlinearen Verzerrungen auf den Gitterkreis mit übertragen (im Gegensatz zur negativen Rückkopplung ! !). Ferner tritt durch die Rückkopplung auch eine Vergrößerung der im Empfänger entstehenden Störgeräusche, wie Netzbrummen, Rauschpegel usw. auf. Während bei tonloser Telegrafie im Empfänger die Rückkopplung so weit angezogen wird, daß die Röhre gerade schwingt, (im Gegensatz zur Pendelrückkopplung, bei der der Rückkopplungseinsatz um seinen günstigsten Wert „pendelt") darf bei Empfang von tönender Telegrafie bzw. von Sprache und Musik die Rückkopplung nur bis vor den Rückkopplungseinsatz angezogen werden.

Nachdem wir nun in den Grundzügen das Wesen der Rückkopplung kennengelernt haben, wollen wir an praktischen Beispielen die für den Amateur wichtigen Schaltungen kennenlernen. Rückkopplungsverfahren gibt es bekanntlich mehrere, jedoch wird uns bei einigermaßen vernünftiger Betrachtung klar, daß es naturgemäß kein Rückkopplungsverfahren geben kann, das eine größere Empfangslautstärke geben kann als ein anderes Verfahren. Rufen wir uns noch einmal das Zustandekommen der Rückkopplung ins Gedächtnis zurück, so werden wir sehen, daß eine Rückkopplung unter ganz bestimmten Voraussetzungen eintritt; die Art des Verfahrens, wie diese Rückkopplung eingeleitet wird, kann natürlich verschieden sein, der Endeffekt bleibt der gleiche. Bei diesen Betrachtungen muß selbstverständlich vorausgesetzt werden, daß für diese Versuche stets derselbe Schwingungskreis zur Anwendung kommt.

Verschiedene Arten der Rückkopplung

Bei der induktiven Rückkopplung handelt es sich um einen Gittergleichrichter, bei dem nach Bild 4 die hochfrequente Eingangswechselspannung über die aperiodische An-

tennenspule LA induktiv auf den Gitterkreis LG übertragen wird. Über die sogenannte Gitterkombination Rg und Cg gelangt die Eingangswechselspannung (die Vorgänge, die hierbei noch eine Rolle spielen, werden später behandelt) an das Gitter der Elektronenröhre. Im Anodenkreis liegt die Rückkopplungsspule LR; von dieser Spule wird die Anodenwechselspannung durch eine entsprechende Kopplung dem Gitterkreis induktiv wieder zugeführt. Die Größe des Rückkopplungsfaktors K kann durch ein gegenseitiges Nähern oder Entfernen der Spule LR zu LG beliebig geändert werden. Wesentlich ist bei der praktischen Ausführung der einzelnen Spulen LA, LG und LR, wie in Bild 4 gezeigt wird, die richtige Po-

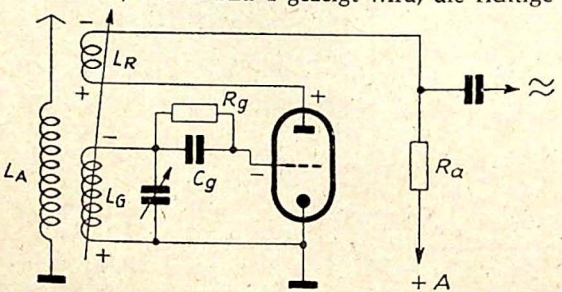


Bild 4

lung. In unserem Beispiel sind alle Spulen, wie es auch die Zeichnung andeutet, im gleichen Windungssinn gewickelt. Die an den Spulenenden angegebenen Spannungszeichen gelten natürlich nur für einen ganz bestimmten Augenblick des Faktors ‚Zeit'. Als Faustformel können wir die so überaus wichtige Formel ableiten:

Bei gleichsinnig gewickelter Gitter- und Rückkopplungsspule ist zur Erzielung einer Rückkopplung der Anfang der Spule LG mit dem Gitter und das Ende der Rückkopplungsspule LR mit der Anode der Röhre zu verbinden!

Die Windungszahlen der Rückkopplungsspule zur Gitterkreisspule betragen in etwa 1/3 bis etwa 2/3; Steilheit und Durchgriff der Röhre sowie die Arbeitsfrequenz sprechen naturgemäß ebenfalls mit. Es wird ohne weiteres einleuchten, daß eine Rückkopplung auf der Frequenz 3,5 MHz leichter zu erreichen ist als beispielsweise bei der Frequenz 28 MHz, denn hier besteht die Gitterkreisspule nur noch aus einigen Windungen starken, möglichst versilberten Kupferdrahtes. Laufzeiteffekte spielen bei Frequenzen um 100 MHz eine weitere entscheidende Rolle. Hier wird die Rückkopplung auf eine etwas kompliziertere Weise erzeugt, die noch später besprochen wird.

Die rein induktive Rückkopplung ist heute fast gänzlich aus dem Verkehr gekommen, da die Abstimmung des Gitterkreises durch die Spulen- und Schaltkapazitäten von dem Rückkopplungsgrad stark abhängig ist; eine Nachstimmung des Gitterkreises bei jeder Rückkopplungsänderung ist daher unvermeidlich.

Leithäuser hat diesen Effekt dadurch gemildert, daß er diese induktive Rückkopplung mit einer kapazitiven Regelung ausstattete. Auch bei dieser Rückkopplung ist der Windungssinn der Wicklungen LG und LR gleichsinnig ausgeführt und die Entfernung zwischen Rückkopplungsspule und Gitterkreisspule ist unveränderlich. Bei dieser Anordnung wird der Rückkopplungsgrad durch den Kondensator CR geregelt; der Wechselstromwiderstand dieses Kondensators sinkt bekanntlich bei größer werdender Kapazität. Wird der Wechselstromwiderstand nun aber kleiner, so kann ein entsprechend größerer Hochfrequenzstrom durch die Rückkopplungsspule fließen und der Rückkopplungsfaktor wird größer. Es liegt nun auf der Hand, daß durch diese Art der Rückführung der Hochfrequenz aus dem Anodenkreis der Röhre auf die Rückkopplungsspule LR viel feiner erfolgen kann, als bei der vorher besprochenen rein induktiven Rückkopplung. Die R/C-Kombination im Anodenkreis der Röhre wirkt wie eine elek-

trische Weiche und bewirkt eine Trennung der hochfrequenten Schwingungen von den niederfrequenten Schwingungen, denn für Hochfrequenz ist der Widerstandswert erheblich höher als bei Niederfrequenz. So kann die Hochfrequenz über den Rückkopplungskondensator CR der Rückkopplungsspule zugeführt werden. Die beiden Kondensatoren von je 100 pF (induktionsfrei, möglichst keramisch) unterstützen diesen Effekt. Statt des Widerstandes kann natürlich auch eine Hochfrequenz-Drosselspule verwendet werden. Hierbei ist allerdings zu beachten, daß die durch die Selbstinduktivität und Eigenkapazität dieser

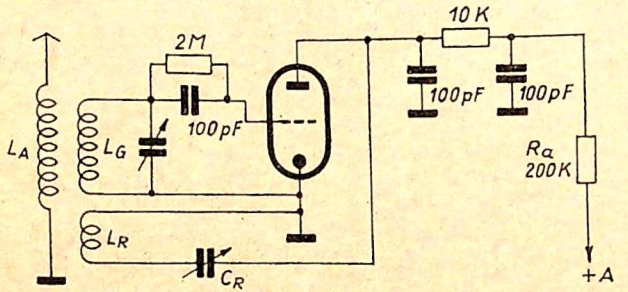


Bild 5

Drosselspule gegebene Eigenfrequenz unterhalb der kleinsten Empfangsfrequenz liegt. Sonst kann über die Röhrenkapazität auch ohne Rückkopplungsspule (Gitter-Anodenkapazität, siehe Teil I) der Gittergleichrichter in Selbsterregung geraten (Bild 5).

Der Rückkopplungsdrehkondensator CR liegt lt. Schaltung an beiden Polen auf ‚heißem' Potential. Hierdurch ist aber ein wesentlicher Nachteil bedingt, denn wenn man den Rückkopplungsdrehkondensator mit der Hand abstimmen will, ändert sich durch die Kapazität der Hand auch der Wert des Drehkondensators CR. Diese Handempfindlichkeit ist besonders im Bereiche schneller Frequenzen eine sehr unliebsame Erscheinung, denn der richtige Rückkopplungsgrad läßt sich hierdurch eben sehr schwer erreichen. Daher ist es bei Anwen-

dung dieser Schaltung unerläßlich, eine geerdete Frontplatte vor den Empfänger zu setzen und dadurch die Eigenkapazität des menschlichen Körpers auszuschalten. Daß der Rückkopplungsdrehkondensator in diesem Falle natürlich eine isolierte Achse besitzen muß, ist selbstverständlich (sonst riecht es nach Amp.). Diesem Übel kann man abhelfen, wenn man den Rückkopplungskondensator CR einseitig an Null-Potential legt. In diesem Falle führt die Rückkopplungsspule nach Bild 6 aber außer der Wechselspannung noch Gleichspannung, so

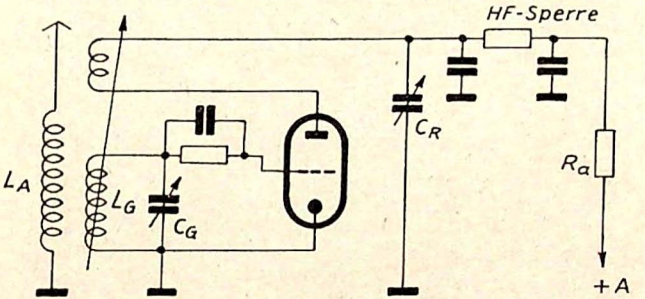


Bild 6

daß die Gitterkreisspule und die Rückkopplungsspule mechanisch voneinander getrennt sein müssen und nicht mehr, wie im vorhergehenden Falle durchgewickelt werden können. Bei der Schaltung der Rückkopplungsspule mit heißem Rückkopplungskondensator kann die Rückkopplungswicklung als Anzapfung bzw. Verlängerung oder Weiterwicklung der Gitterkreisspule betrachtet werden. Die Lage der Spulen bei dieser Schaltung stimmt wieder mit der Schaltung mit rein induktiver Rückkopplung überein. Im ersteren Falle war die Rückkopplungsspule veränderlich gegenüber dem Gitterkreis, während in diesem Falle die Rückkopplungsspule wieder fest auf den gleichen Spulenkörper, der auch LA und LG trägt, gewickelt ist. Bei dieser Schaltung liegt der Rotor des Rückkopplungs-

drehkondensators auf Null-Potential (Masse), so daß in diesem Falle die vorher verlangte isolierte Achse dieses Drehkondensators nicht erforderlich ist. Allerdings ist es zu empfehlen, daß die isolierte Achse beibehalten wird, denn namentlich beim Kurzwellenempfänger spielt die Verdrahtung, insbesondere die Erdleitung, eine wesentliche Rolle. Das Chassis, was ja wohl immer geerdet sein wird, ist nicht überall gleich Null!!!

Nun könnte man natürlich auf den Gedanken kommen, die rein induktive Rückkopplung mit ihrem sehr fein einstellbaren Einsatzpunkt mit den Vorzügen der kapazitiven Rück-

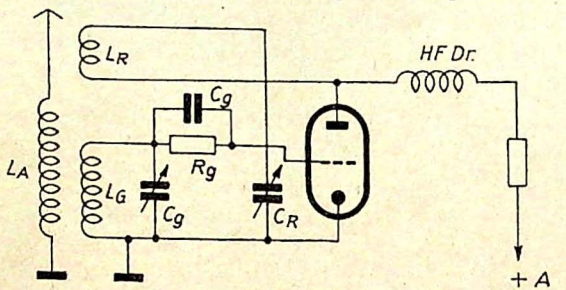


Bild 7

kopplungsregelung zu kombinieren. Auch dieses ist in der Praxis ausgeführt worden und wird nach ihrem Entdecker Schnell-Schaltung genannt. (Hierbei handelt es sich nicht um eine „schnelle" Schaltung, sondern um den Eigennamen des Entdeckers.) Diese Schaltung hat sich lange Zeit bei den Kurzwellenamateuren großer Beliebtheit erfreut, wurde aber durch die Verwendung von Hochfrequenzpentoden als Gittergleichrichter und der damit verbundenen Möglichkeit der Regelung der Rückkopplung durch Veränderung der Schirmgitterspannung abgelöst. Zu beachten ist noch, daß bei der Schnell-Schaltung der Rückkopplungskondensator parallel zum Anodenkreis liegt. (Bild 7.)

B. Die Röhre als Verstärker für Hochfrequenz

Wie wir bereits im Teil I kennengelernt haben, findet die Elektronenröhre eine derart vielseitige Anwendung, daß wir im Rahmen dieser Arbeit nur die für die Empfangs- und Sendetechnik wichtigen Anwendungsgebiete behandeln können. In der Empfängertechnik findet die Röhre als Hochfrequenzverstärker ein weites Arbeitsfeld. Zunächst wollen wir die Wirkung als Hochfrequenz-Geradeausverstärker (im Gegensatz zum Überlagerungsempfänger) behandeln. Verstärken wir die ankommenden hochfrequenten Wechselspannungen vor dem Empfangsgleichrichter durch eine oder mehrere Hochfrequenzverstärkerstufen, so wird die Empfindlichkeit des Empfängers erhöht, so daß naturgemäß die Reichweite entsprechend größer wird. — Grundsätzlich ist der Aufbau von Hochfrequenzverstärkerstufen den Verstärkern der Niederfrequenztechnik in etwa gleich. Wir müssen aber bedenken, daß ein Niederfrequenzverstärker ein möglichst breites Tonfrequenzband gleichmäßig verstärken soll, während ein Hochfrequenzverstärker im allgemeinen nur auf die jeweilige Trägerfrequenz des zu empfangenden Senders abgestimmt wird, deren Frequenzbreite jedoch im Verhältnis zur Trägerfrequenz sehr klein ist. Mit der Zahl der Hochfrequenzverstärkerröhren wächst naturgemäß auch die Zahl der Abstimmkreise; mit wachsender Kreiszahl steigt aber auch die Trennschärfe des Empfängers ganz bedeutend. Natürlich kann man diese Anordnung nicht bis ins Uferlose fortsetzen, sondern die Verstärkung der Röhren und die immer geringer werdenden Durchlaßbreiten der Abstimmkreise setzen von selbst die Grenze; ja man kann heute schon nicht mehr bei einem größeren Amateursuperhet die Verstärkungsleistung der Röhren voll ausnutzen, da bei dem z. B. später beschriebenen Kurzwellen-Empfänger HAM 2014 mit seinen 20 Abstimmkreisen unweigerlich die ganze Anordnung in Selbsterregung übergehen würde. In einem normalen Rundfunksuperhet z. B.

kann man eine 50 000fache Hochfrequenzverstärkung erzielen. Nehmen wir dazu etwa eine 2000fache Niederfrequenzverstärkung an, so kommen wir auf den gewiß respektablen Wert von einer Spannungsverstärkung gleich 100 000 000.

In den Anfängen der Empfängertechnik wurde vielfach der ‚aperiodische' Hochfrequenzverstärker angewendet. Wie die Bezeichnung schon sagt, ist er nicht abstimmbar, sondern er soll möglichst gleichmäßig verstärken. Diese Verstärker bestanden entweder aus Widerstands-Kondensator-Kombinationen oder aus Resonanzdrosseln, wenn bestimmte Frequenzbereiche besonders verstärkt werden sollten. Heute finden aperiodische Hochfrequenzverstärker in den Antennenverstärkern (siehe Antennen, Teil I) als sogenannte Breitbandverstär-

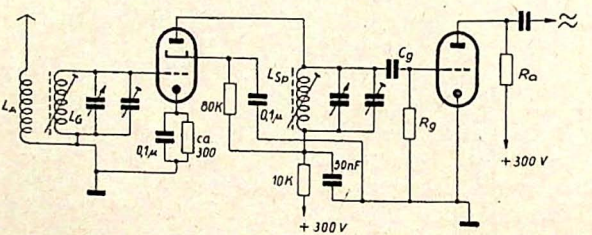


Bild 8

ker Anwendung. (Gemeinschaftsantennen, Fernsehantennen bei schwieriger Empfangslage usw.)

Im Empfänger wird man zwischen den einzelnen Hochfrequenzverstärkerstufen grundsätzlich Schwingungskreise anordnen, um gleichzeitig mit der Verstärkung auch die Trennschärfe zu erhöhen. In unserem Beispiel nach Bild 8 sehen wir einen normalen Hochfrequenzverstärker. Im Anodenkreis der Verstärkerröhre befindet sich ein sogenannter Sperrkreis; dieser besteht bekanntlich aus der Parallelschaltung einer Selbstinduktivität und einer Kapazität und hat im Parallel-

resonanzfall einen sehr hohen Resonanzwiderstand. Ober- und unterhalb der Resonanzfrequenz ist der Wechselstromwiderstand des Sperrkreises wesentlich kleiner als der Resonanzwiderstand. Normalerweise werden die Abstimmdrehkondensatoren für LG und LSp auf einer gemeinsamen Achse liegen, so daß ‚Einknopfabstimmung' möglich ist. Diese Abstimmungsart setzt jedoch voraus, daß die Kapazitäten (Schaltkapazitäten, Röhrenkapazitäten usw.) und die Induktivitäten beider Schwingungskreise vollkommen gleich sind. Grundsätzlich werden für den Aufbau der Spulen Körper mit Hochfrequenz-Eisenkernen verwendet. Die gestrichelte Linie neben der Spule zeigt den Eisenkern an, während der schräge Strich durch die Spule die Veränderbarkeit der Selbstinduktion bedeutet. Mit dem Paralleltrimmer zu den beiden Abstimmdrehkondensatoren werden die unterschiedlichen Kapazitäten einmalig ausgeglichen.

Den Anodenwiderstand der Hochfrequenzverstärkerröhre bildet also der Schwingungskreis LSp mit dem Drehkondensator; der Wechselstromwiderstand dieses Sperrkreises beträgt unter Verwendung hochwertiger Bauteile des Schwingungskreises einige 100 000 Ohm im Resonanzfalle. Die Hochfrequenzspannungsverstärkung erreicht also beträchtliche Werte. Natürlich ist die Spannungsverstärkung von der Betriebsfrequenz abhängig. Schnelle Frequenzen, z. B. UKW-Bereiche, liefern naturgemäß nicht so hohe Resonanzwiderstände als langsame Frequenzen.

Gegenüber dem aperiodischen Hochfrequenzverstärker hat der Verstärker in Sperrkreiskopplung noch den weiteren Vorteil, daß die schädlichen Kapazitäten (Röhren- und Schaltkapazitäten) keinen nachteiligen Einfluß (abgesehen von den Höchstfrequenzen) auf den Verstärkungsgrad ausüben. Diese Kapazitäten liegen parallel zum Schwingungskreis und gehen somit in die Gesamt-Abstimmungskapazität ein und werden durch die Paralleltrimmer kompensiert. Verwendet man als

Hochfrequenzverstärker Trioden, so kann die Gitter-Anodenkapazität eine nachteilige Wirkung haben, so daß die Gefahr der Selbsterregung besteht. (Vergl. hierzu Teil I, Seite 95.) Bei den Fünfpol-Schirmgitterröhren besteht diese Gefahr weniger, da diese Röhren eine äußerst geringe Gitter/Anodenkapazität haben. Die erwähnte Selbsterregung bei Trioden erklärt sich daraus, daß die Gitteranodenkapazität eine positive Rückkopplung des Anodenkreises Sp auf den Gitterkreis LG darstellt. Beim Huth-Kühn-Sender wird diese Möglichkeit der Selbsterregung bewußt ausgenutzt.

Güte und Resonanzschärfe eines Schwingungskreises hängen von dem Verlustwiderstand Rp ab; diesen Verlustwiderstand können wir uns parallel dem Sperrkreis liegend vorstellen. Parallel dazu liegt aber auch noch der Innenwiderstand Ri der Hochfrequenzverstärkerröhre, der Gitterableitwiderstand und der wirksame Widerstand der Gitter-Kathodenstrecke Rgi der Empfangsgleichrichterröhre. Normalerweise sind jedoch Rg und Rgi größer als Ri, so daß wir Ri nur alleine zu berücksichtigen brauchen. Daraus folgt, daß die wirksame Resonanzschärfe der Sperrkreisordnung

$$P\,\text{eff} = \frac{\text{Rp} \cdot \text{Ri}}{\text{Rp} + \text{Ri}} \sqrt{\frac{\text{L}}{\text{C}}}$$

ist oder

$$P\,\text{eff} = P \cdot \frac{\text{Ri}}{\text{Rp} + \text{Ri}}$$

Aus dieser Gleichung entnehmen wir, daß der Parallelverlustwiderstand Rp kleiner als der Innenwiderstand Ri sein muß, damit die wirksame Resonanzschärfe P eff möglichst gleich der größten Resonanzschärfe P wird. Andernfalls tritt eine mehr oder weniger starke „Pseudodämpfung" des Sperrkreises, also auch eine Verringerung der Trennschärfe ein. Selbst durch die Anwendung einer Rückkopplung kann dieser Nachteil

nicht ausgeglichen werden. Die Forderung, daß Rp < Ri sein soll, steht jedoch mit den Bedingungen für eine möglichst große Spannungsverstärkung im Widerspruch. Bei Verwendung von Schirmgitterröhren ist dies aber nicht so schlimm, da diese Röhren eine sehr hohe Spannungsverstärkung liefern. Wir müssen also den Parallelverlustwiderstand des Sperrkreises an den Innenwiderstand der Röhre nicht anpassen, sondern unteranpassen. Fünfpol-Schirmgitterröhren sind wegen ihres hohen Innenwiderstandes besonders günstig.

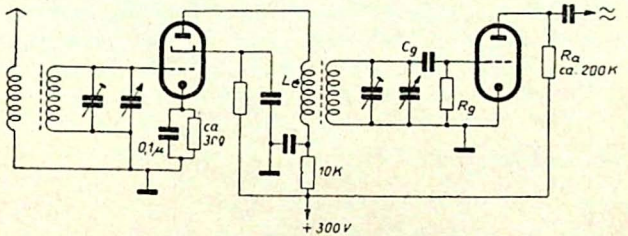


Bild 9

Wir ersehen, daß der Sperrkreis einer abgestimmten Hochfrequenzverstärkerstufe durch den Innenwiderstand der Vorröhre gedämpft wird, da der Parallelverlustwiderstand des Sperrkreises unter Berücksichtigung einer genügenden Trennschärfe kleiner als der Innenwiderstand der Vorröhre sein soll. Die an sich mögliche Spannungsverstärkung der Hochfrequenzverstärkerröhre kann nur schlecht ausgenutzt werden. Diese Erscheinung können wir weitgehend verringern, wenn der Innenwiderstand Ri durch einen Hochfrequenzübertrager mit einem geeigneten Übersetzungsverhältnis ü dem Resonanzwiderstand Ro des Sperrkreises angepaßt wird. Der hieraus bestehende Hochfrequenzübertrager besteht aus der im Anodenkreis liegenden Eingangsspule Le und der Ausgangsspule Lsp, wie Bild 9 zeigt.

Die Spannungsverstärkung dieser Anordnung erreicht für den Fall der Widerstandsanpassung $\left(\frac{Ri}{\ddot{u}^2} = Ra\right)$ den Höchstwert: $Vum = \frac{1}{\ddot{u}o \cdot D} \cdot \frac{1}{1+1'}$ d. h. $Vum = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\ddot{u}o \cdot D}$

Das günstigste Übersetzungsverhältnis des Hochfrequenzübertragers ist in diesem Falle: $\ddot{u}o = \sqrt{\frac{Ri}{Ro}}$.

Ist nicht der Reihenverlustwiderstand Rr, sondern der Parallelverlustwiderstand Rp des Sperrkreises gegeben, so muß in die vorstehenden Gleichungen Ro = Rp gesetzt werden. Im Parallelresonanzfall ergibt sich für die wirksame Resonanzschärfe $P\,eff = P \cdot \frac{\frac{Ri}{\ddot{u}^2}}{\frac{Rp+Ri}{\ddot{u}^2}}$ oder nach erweitern mit $\frac{\ddot{u}^2}{Ri}$: $P\,eff = P \cdot \frac{1}{1+\frac{Rp \cdot \ddot{u}^2}{Ri}}$

Für den Fall der Widerstandsanpassung Ro bzw. $Rp = \frac{Ri}{\ddot{u}^2}$ ist zwar die Spannungsverstärkung am größten, die wirksame Resonanzschärfe aber nur $P\,eff = \frac{P}{2}$. Wählen wir ü etwas kleiner als $\ddot{u}_0$ (kleinere Windungszahl der Koppelspule Le), so wird die wirksame Resonanzschärfe größer, die Spannungsverstärkung kleiner, je kleiner ü ist, um so loser ist die Kopplung des Hochfrequenzübertragers. Im umgekehrten Falle stellt eine höhere Eingangswindungszahl (großer Wert ü) eine feste Kopplung dar. Wir erreichen eine hohe Spannungsverstärkung bei einer geringen wirksamen Resonanzschärfe. Folgt nach diesem Hochfrequenzübertrager gleich der Gitter-

gleichrichter, so kann der Schwingungskreis durch eine Rückkopplung noch entdämpft werden.

1. Bandfilteranordnungen

Für den Rundfunkbereich (1500 bis 200 kHz) galt bisher die Norm, daß die einzelnen Sender einen gegenseitigen Abstand von 9 kHz haben mußten. Durch diesen Abstand war aber auch gleichzeitig die Übertragungsbreite der Hochfrequenzverstärkerstufen festgelegt. (Für UKW gilt dies nicht.) Sollte daher ein Empfänger mit einer ausreichenden Trennschärfe eine zufriedenstellende Wiedergabequalität erreichen, so mußte die wirksame Resonanzkurve eine Frequenzbandbreite von etwa 9 kHz und möglichst steile Flanken aufweisen. Hätten wir nun ein Bandfilter mit senkrechten Flanken und oben eine vollkommen flache Kuppe von der geforderten Bandbreite, so wäre der Idealzustand erreicht. Da nun viele Amateure heute durch die besonders stark überbesetzten Amateurbänder gezwungen sind, sich ihre Empfänger selber zu bauen, bzw. Empfänger kommerzieller Bauart älteren Datums umzubauen und den heutigen Erfordernissen anzupassen, ist es wichtig, wenn wir gerade auf die Kopplung und Anwendung von Schwingungskreisen etwas näher eingehen.

Grundsätzlich unterscheiden wir die induktive, die kapazitive, die galvanische und die induktiv-galvanische Kopplung. Der Kopplungsfaktor ist stets erklärt durch: $k = \frac{Xk}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}}$

Der Faktor Xk ist der beiden Schwingungskreisen gemeinsame Scheinwiderstand, X_1 bzw. X_2 der gesamte induktive oder kapazitive Scheinwiderstand des ersten bzw. zweiten Schwingungskreises. Die verschiedenen Kopplungsarten sind in Bild 10 A—D gezeigt.

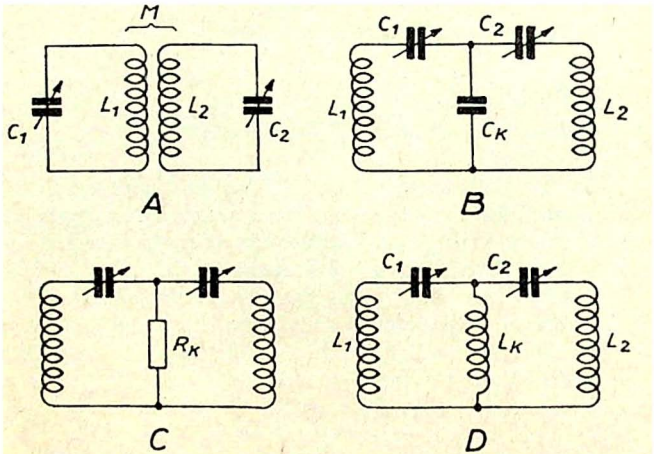


Bild 10

Bild 10A zeigt die induktive Kopplung, bei denen beide Schwingungskreise L_1/C_1 und L_2/C_2 durch die gemeinsame Gegeninduktivität M miteinander gekoppelt. Die Kopplung ergibt sich: $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$

Bei der kapazitiven Kopplung nach Bild 10B erfolgt die Kopplung der beiden Schwingungskreise durch das elektrische Feld des gemeinsamen Kondensators Ck. Die gesamte Kapazität jedes Schwingungskreises besteht aus der Reihenschaltung je zweier Kapazitäten, so daß sich für

$$k = \frac{C_1 \cdot C_2}{(C_1 + Ck)\ (C_2 + Ck)}$$

ergibt.

Bei der galvanischen Kopplung nach Bild 10C erfolgt die Kopplung durch den gemeinsamen Wirkwiderstand Rk. Sind nun R_1 und R_2 die Wirkwiderstände der beiden Schwingungskreise, so wird

$$k = \frac{Rk}{\sqrt{(R_1+Rk)\,(R_2+Rk)}}$$

k wird bei sehr kleinen Werten von R_1 und $R_2 \approx 1$. Da der Widerstand Rk parallel zu beiden Schwingungskreisen liegt, werden diese Schwingungskreise naturgemäß stark gedämpft.

Ersetzt man den Widerstand Rk durch eine Selbstinduktivität Lk, so kommen wir zur induktiv-galvanischen Kopplung nach Bild 10D. Hierbei liegen die Selbstinduktivitäten L_1 und Lk bzw. L_2 und Lk in Reihe und es ergibt sich

$$k = \frac{Rk}{\sqrt{(L_1+Lk)\,(L_2+Lk)}}$$

Beide Schwingungskreise können unabhängig voneinander schwingen, solange die Kopplung hinreichend lose ist. Stimmen wir nun beide Schwingungskreise auf die gleiche Frequenz ab, so werden die im Schwingungskreis L_1 erregten Schwingungen auch bei sehr loser Kopplung auf den Schwingungskreis L_2 übertragen. Bei festerer Kopplung treten aber ganz andere Erscheinungen auf; die beiden Schwingungskreise können dann infolge ihrer gegenseitigen Rückwirkung nicht mehr in ihren ursprünglichen Eigenfrequenzen schwingen. Wie uns bereits bekannt ist, führt jeder der beiden Schwingungskreise Schwebungen aus, die durch Überlagerung von zwei Schwingungen mit wenig verschiedenen Frequenzen entstehen. Hieraus folgern wir, daß bei nicht zu loser Kopplung die Eigenfrequenz verloren geht, obgleich beide Schwingkreise auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind. Dafür treten dann in beiden Schwingungskreisen je zwei Schwingungen auf, deren Frequenzen ober- und unterhalb der ursprünglichen Frequenz

liegen! Diese Abweichung wird um so größer, je fester die Kopplung der Schwingungskreise untereinander ist. Die nunmehr neu entstehenden Frequenzen heißen Kopplungsfrequenzen. Die Erklärung dieser Doppelwelligkeit sei an Bild 11 erklärt. Hier finden wir die verschiedenen Resonanzkurven bei sehr loser, bei fester und bei sehr fester Kopplung zweier Schwingungskreise miteinander. Wir können diese Doppelwelligkeit leicht nachweisen, wenn wir die Abhängigkeit des im zweiten Schwingungskreis enstehenden Stromes von der Frequenz auftragen.

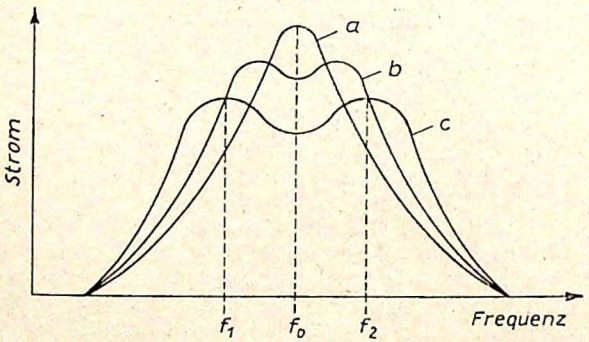


Bild 11

In Bild 11 zeigt die Kurve a den Verlauf des Stromes bei sehr loser Kopplung; eine Doppelwelligkeit ist noch nicht festzustellen. Bei fester und sehr fester Kopplung nach b und c treten die typischen „Höcker" in Erscheinung. Nun ist es natürlich klar, daß von einer Abstimmung auf eine bestimmte Frequenz nicht mehr gesprochen werden kann, denn die benachbarten Frequenzen f_1 und f_2 werden kräftig wiedergegeben. Betrachten wir die graphische Darstellung noch einmal genau, so müßte eine Vereinigung aller drei Kurven eine ideale Übertragungskurve für Bandfilteranordnungen für

Rundfunkdarbietungen bringen. Wie wir bereits oben gehört haben, soll die Übertragungsbreite eines Bandfilters möglichst der Rechteckform nahe kommen, damit nicht nur die Trägerfrequenz sondern auch die gesamten Tonfrequenzen gleichmäßig übertragen werden. Wir erzielen dann neben einer guten Trennschärfe auch eine ausreichende Wiedergabegüte. (Bei ausgesprochenen Kurzwellenempfängern, z. B. Amateursuperhets wie Collins 75 a 4, Hallicrafter usw. wird aus Gründen der Trennschärfe die Wiedergabequalität vernachlässigt). Beim Bau eines modernen Empfängers wird man daher weitgehend auf die Resonanzkurve der Bandfilter achten müssen, um tatsächlich die geforderte Trennschärfe und Übertragungsgüte zu erreichen.

Sind bei einem induktiv gekoppelten Bandfilter die beiden Schwingungskreise ziemlich weit voneinander entfernt, so ist die Kopplung sehr lose, die übertragene Wechselspannung ist am zweiten Schwingungskreis im Resonanzfall gering, eine Einsattelung findet nicht statt. Diese Kopplung nennt man unterkritische Kopplung. Nähern wir die beiden Schwingungskreise einander, so werden wir noch die gleiche Kurvenform ohne Einsattelung, aber mit einem höheren Spannungswert erhalten. Da wir uns aber jetzt dem Fall zwischen der Kurve ohne Einsattelung und der Kurve mit zwei Höckern nähern, bezeichnet man diese Kopplung als kritische Kopplung. Bei einer weiteren Annäherung der beiden Schwingungskreise erhalten wir schließlich im Punkte f_0 eine Einsattelung; diese liegt gerade an der Stelle, wo die Frequenz der von außen eingeprägten Wechselspannung U_1 mit der Eigenfrequenz der beiden nicht gekoppelten Schwingungskreise übereinstimmt. Mit wachsendem Kopplungsgrad wird die Einsattelung immer tiefer, so daß die tiefen Tonfrequenzen benachteiligt werden. Der Höchstwert der Resonanzkurve wird nicht mehr verändert, auch wenn wir die Kopplung noch fester machen; die beiden Höcker der Resonanzkurve rücken aber immer weiter auseinander.

Liegt das Bandfilter zwischen zwei Verstärkerröhren, also einmal im Anodenkreis der ersten Röhre und zum anderen im Gitterkreis der folgenden Röhre, so ist der wirksame Anodenwechselstromwiderstand nicht etwa gleich dem Resonanzwiderstand des Bandfilters, denn der Schwingungskreis II des Bandfilters wirkt auf den Anodenkreis zurück und bewirkt dadurch eine Dämpfungserhöhung der ursprünglichen Dämpfung des ersten Kreises; er ist doppelt so groß, wie bei einem einzigen Abstimmkreis. Nun werden Bandfilter aber noch durch Parallelwiderstände bedämpft, sei es durch die Antenne bei Hochfrequenzbandfiltern oder durch den Innenwiderstand der Vorröhre bei Bandfiltern zwischen zwei Röhren.

Bei Geradeausempfängern werden meistens bei Bandfilter-Eingangsschaltungen kapazitiv gekoppelte Bandfilter angewendet. Bei Bandfilteranordnung zwischen den Röhren, wie dies vor allen Dingen bei Zwischenfrequenzbandfiltern der Fall ist, wird in den weitaus meisten Fällen die rein induktive Kopplung verwendet. Auch findet man oft bei Vierkreisfiltern je zwei induktiv gekoppelte Bandfilter, die untereinander durch eine kleine Kapazität (20 bis 50 pF) gekoppelt sind. Es lassen sich gerade mit Bandfiltern alle möglichen Schaltungen aufbauen, je nachdem welche Übertragungseigenschaften man erreichen will.

2. Einkreis-Kurzwellenempfänger

Der Zweiröhren-, Einkreis-Rückkopplungsempfänger war lange Jahre hindurch der Empfänger für den angehenden Kurzwellenamateur. Bei den heute stark belegten Amateurbändern ist seine Einsatzmöglichkeit naturgemäß beschränkt; in der Hand eines guten Amateurs leistet er aber auch heute noch Beachtliches.

Ob für den Eingangskreis ein umschaltbarer Spulensatz, wie im Bild 12 gezeigt, verwendet wird oder ob man mit

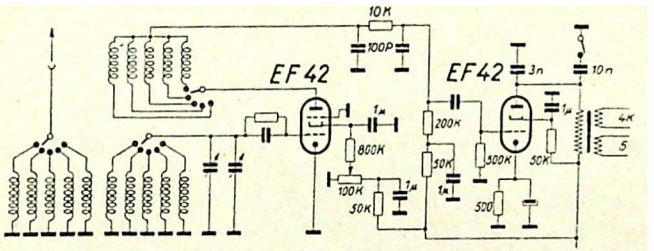


Bild 12

den einfachen und billigen Steckspulen arbeitet, sei dem einzelnen Amateur überlassen. Umschaltspulen bieten einen gewissen „Komfort" und gestatten schnellen Bandwechsel. Steckspulen haben dagegen den nicht zu unterschätzenden Vorteil, daß sich die Spulen sehr leicht wickeln lassen und vor allen Dingen für alle möglichen Experimente schnell und leicht herzustellen sind. Die Gitterkombination besteht aus dem Widerstand 2 Megohm und dem Kondensator 100 pF. Diese Gitterkombination ist äußerst brummempfindlich; einwandfreie Abschirmung, möglichst mit einem allseitig umschließenden Metallzylinder, ist unerläßlich. Die Abschirmung läßt sich sehr leicht aus Weißblech (Konservendose) erstellen. Widerstand und Kondensator erhalten eine Lage aus Ölpapier und werden dann in den geerdeten Metallzylinder eingeschoben.

Im Anodenkreis liegt die bekannte HF-Sperre, bestehend aus dem Widerstand 10 kOhm und den beiden Kondensatoren von je 200 pF. Die Rückkopplung verstimmt den Eingangskreis nicht so stark, wie die übliche kapazitive Rückkopplung mittels Drehkondensator. Die Ankopplung der Endstufe zeigt keine Besonderheiten. Als Ausgangsübertrager ist eine Spezialtype verwendet mit einer Eingangsimpedanz von 10 kOhm. Die Sekundärseite hat zwei Wicklungen, und zwar 4 kOhm für Kopfhörer und 5 Ohm für Lautsprecheranschluß. Kopfhörer sollen in jedem Falle über einen Ausgangstransfor-

mator angeschlossen werden. Die oft gezeigte Ankopplungsart über Kondensatoren ist in jedem Falle abzulehnen. Die Gefahr für das Leben und die Gesundheit des Amateurs ist zu groß. Im Falle eines Kurzschlusses in dem Koppelkondensator liegen immerhin bis zu 300 Volt am Kopf des Amateurs! Der an der Anode der Niederfrequenzstufe liegende Kondensator 10 nF ist als Tonblende abschaltbar.

Netzteil: 250 Volt 30 mA. Eine Stabilisierung ist nicht notwendig. Das ganze Gerät wird auf einem Metallchassis aufgebaut, die Frontplatte muß ebenfalls, zur Vermeidung von Handempfindlichkeit, aus Metall sein.

Als Beispiel für die Planung moderner Amateurgeräte sollen die Empfänger RX 60 und „Mikrohet" der Max Funke KG gebracht werden. Die technischen Angaben wurden freundlicherweise vom Hersteller zur Verfügung gestellt und übernommen.

3. Amateur-Kurzwellen-Empfänger RX 60

(s. Bild 13–19)

Die Eingangsstufe dieses Gerätes entspricht dem Gerät RX 57. In den Zwischenfrequenz-Verstärkerstufen arbeitet das Gerät mit der ersten ZF auf der Frequenz 1,62 MHz; dahinter folgt die 2. ZF-Stufe und der 2. Mischer. Der Oszillator ist quarzgesteuert. Dahinter folgt das Dreifach-Quarzfilter mit regelbarer Bandbreite bis 4,5 kHz. Das Filter arbeitet auf einer Frequenz von ca. 460 kHz. In Stellung „Bandbreitenregler auf breit" beträgt die Bandbreite 4,5 kHz bei 3 dB und die Flankensteilheit 40 dB/kHz. In der Stellung schmal beträgt die Bandbreite 250 Hz bei 3 dB und die Flankensteilheit 40 dB/kHz.

Bei SSB- und NBFM-Empfang bietet diese regelbare Bandbreite erhebliche Vorteile (SSB bedeutet: single side band = Einseitenband-Empfang, NBFM bedeutet: narrow band frequency modulation = Schmalband-Frequenzmodulation).

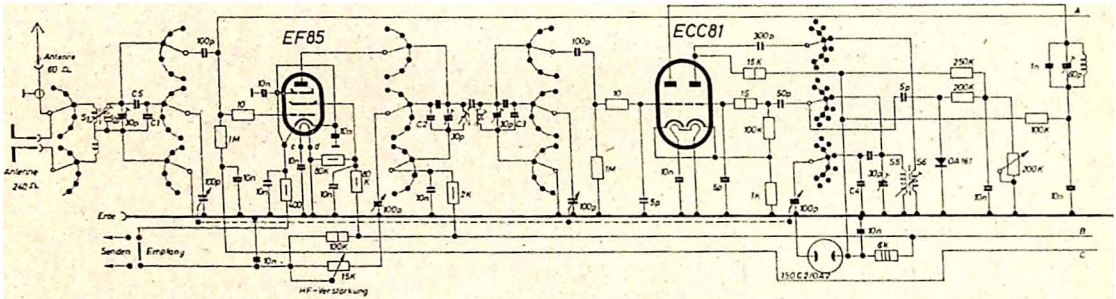


Bild 13 Eingangsschaltung des RX 57

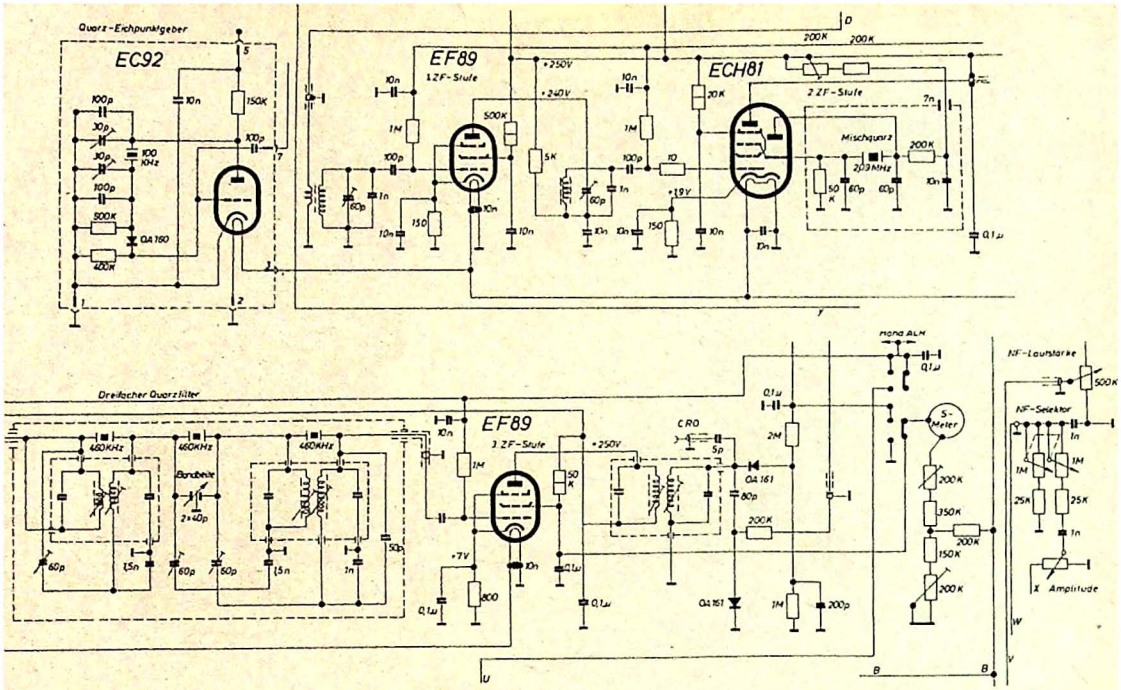

Quarz-Eichpunktgeber
EC92
EF89
1.ZF-Stufe
ECH81
2.ZF-Stufe
Mischquarz
2,03MHz
OA 160
Dreifacher Quarzfilter
460KHz
Bandbreite
EF89
3.ZF-Stufe
CRO
OA 161
S-Meter
NF-Lautstärke
NF-Selektor
X Amplitude
+250V
+240V
+19V
+7V

Bild 14

Die 3. ZF-Stufe arbeitete auf der Frequenz von ca. 460 kHz, dahinter folgt ein Bandfilter und danach folgen die

Zwei NF-Stufen, wobei die Endstufe mit einer EL 84 oder 6 BQ 5 bestückt ist, also mit einer 12-Watt-Endpentode. Als Neuheit besitzt der NF-Verstärker eine:

NF-Selektorschaltung (DBGM) zum Anheben einer beliebigen Frequenz im Hörbereich. Bekannt ist, daß lang andauerndes Hören einer Telegrafiesendung den Amateur ermüdet, falls diese Sendung in immer gleichbleibender Tonhöhe erfolgt. Außerdem ist der einzelne Mensch mit seinem Gehör für verschiedene Tonhöhen verschieden empfindlich. Mit dem NF-Selektor hat man nun die Möglichkeit, diese Tonhöhe beliebig zu variieren, also so, wie man sie am wohlklingendsten empfindet, einzustellen bzw. an das beste Hörvermögen der empfangenden Person anzupassen. Dadurch entfallen auch die Ermüdungserscheinungen.

Ein wirksamer **Störbegrenzer** ist eingebaut, dieser arbeitet mit 2 Röhren. Der Pegelwert der Störbegrenzung ist verstellbar. Dieser Störbegrenzer ermöglicht die Durchführung einer Art „Stummabstimmung". Alle Stationen, die unter dem eingestellten Pegelwert liegen, bleiben stumm und nur was darüber liegt taucht in voller Lautstärke auf.

Telegrafieüberlagerer in neuartiger Schaltung (DBGM), wobei dieser doppelt ausnutzbar ist. Erstens arbeitet er normal als Überlagerer mit regelbarer Signalstärke und über den ganzen ZF-Bereich verschiebbarer Frequenz und zweitens in Schaltstellung „Fone" als

ZF-Selektor, das heißt als selektiver Störsignal-Absorber, gleichfalls für den Durchlaßbereich der ZF, wobei die Bandbreite des ausgeblendeten Spektrums dosiert werden kann. Störsignalschwächungen bis 1:40 lassen sich noch betriebssicher einstellen, das sind über 30 db bzw. 5-S-Stufen.

Die Lautstärkeregelung kann entweder automatisch oder von Hand erfolgen. Die automatische Lautstärkeregelung

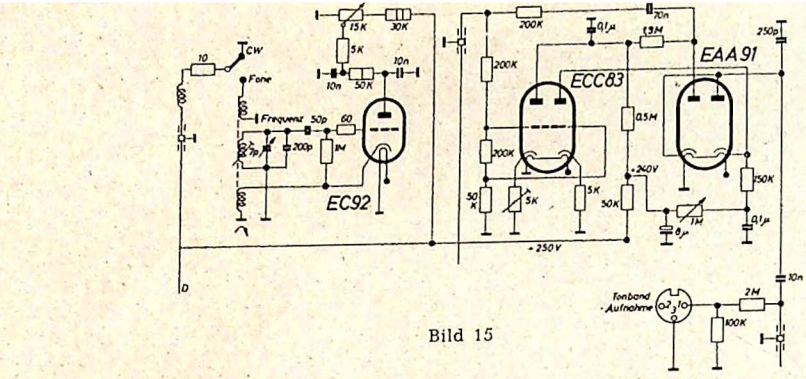


Bild 15

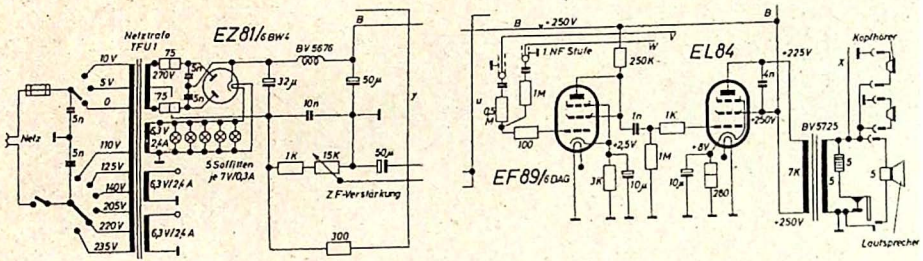


Bild 16

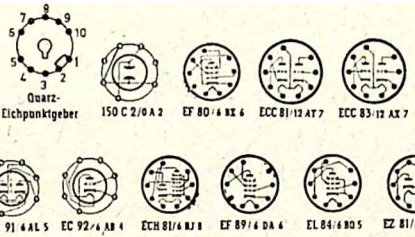


Bild 17

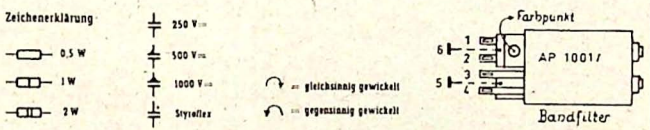


Bild 18

Oscillator ca. 4 V	
10 m Band	26,4 – 28,4 MHz
15 m „	22,6 – 23,05 MHz
20 m „	15,6 – 15,95 MHz
40 m „	8,6 – 8,75 MHz
80 m „	5,1 – 5,40 MHz

		Windungen						Kondensatoren in pF								
		S1	S2	S3	S4	S5	S6	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
10 m Band	28,0 – 29,7 MHz	4	7	7	8	7	5	80	75	75	40	40	40	1	60	60
15 m „	21,0 – 21,45 MHz	4	8	8	6	6	6	250*	255*	150*	250	105*	110*	2	100*	120
20 m „	14,0 – 14,35 MHz	5	12	12	12	13	6	215*	255*	250*	250	105*	105*	2	100*	100
40 m „	7,0 – 7,15 MHz	6	21	23	20	19	6	500*	510*	320*	400	150*	150*	2	150*	150
80 m „	3,5 – 3,80 MHz	11	26	26	26	32	8	200*	200*	200*	200	680*	630*	2	780*	200

* Styroflex

Bild 19

wirkt auf die 1. HF-Stufe und zwei ZF-Stufen. Sie kann daher sehr große Lautstärkeschwankungen ausgleichen.

Mit Frequenzkorrektor. Durch diese mit einer Germaniumdiode arbeitenden Neuerung kann man mit dem auf der Frontplatte liegenden Regelknopf die nach der Anheizzeit auftretende Frequenzdrift auf den Sollwert nachstellen.

Die Spiegelfrequenzsicherheit ist auf allen Bändern besser als 60 db, im 80-m-Band sogar besser als 85 db.

Treffsicherheit ist ± 1 kHz auf allen Bändern (nach Frequenzkontrolle mit dem eingebauten Eichpunktgeber).

Frequenskonstanz ist ± 0,8 kHz je MHz ab 30 Minuten Einschaltzeit bis > 3 Stunden.

ZF-Durchschlagfestigkeit ist besser als 80 db.

Die Empfindlichkeit ist besser als 0,5 μV für 1 Watt NF. Sie liegt also sehr nahe an der Grenze des noch Vertretbaren, denn bei weiterer Steigerung der Empfindlichkeit würde das Rauschen das Nutzsignal übertönen und zwar das unvermeidliche Röhrenrauschen, das Widerstands- bzw. Kreisrauschen hervorgerufen durch Molekularbewegungen der Moleküle und Atome, das kosmische Rauschen usw.

Signal-Rausch-Verhältnis bei 1 μV ist besser als 20 db.

Ein Umschalter „Empfangen — Senden" ist mit eingebaut. Beim Vorhandensein eines TX ist damit bequemes Umschalten möglich.

Der **Quarz-Eichpunktgeber 100 kHz,** auch Eichquarzgenerator oder Schwingquarzzusatz genannt, für genaue Eichpunkte alle 100 kHz, kann als einsteckbare Einheit mitgeliefert werden, passend sowohl für den RX 57 als auch für den RX 60.

In jedem Gerät ist hierfür eine 10polige Stahlröhrenfassung eingebaut, in die diese Einheit einzustecken ist. Dieser Quarzeichpunktgeber besteht aus dem 100-kHz-Schwingquarz (TK $= 1 \times 10^{-6}$), der Röhre EC 92 oder 6 AB 4, einer Kristalldiode, Blocks, Widerständen und 2 Trimmern, er wird auf die hohe Genauigkeit von > 2 Hz bei der im Gerät vorhandenen Temperatur gezogen. Diese hohe Genauigkeit läßt sich bei Röhren- oder Quarzwechsel jederzeit wieder einregeln, wobei zum Abgleich nur ein Radio mit magischem Auge benötigt wird, mit dem der Langwellensender Droitwich (200 kHz) empfangen werden kann. Der Quarz-Eichpunktgeber ist neuartig (DBP 1065 472) geschaltet (siehe RX 60-Schaltung), deren

Merkmal die in Serie mit dem Quarz liegende Kristalldiode ist. Selbst bei der 300. Oberwelle (30 MHz) werden noch lautstarke Signale abgegeben, diese liegen 3—4 S-Stufen höher als in der bisher üblich gewesenen Schaltung.

4. Amateur-Kurzwellen-Empfänger „Mikrohet"

(s. Bild 21—26)

Der Mikrohet als Amateur-Spezialempfänger ist ein Doppelsuperhet mit der hohen 1. Zf von etwa 5,5 MHz. Der dazugehörige Oszillator ist quarzgesteuert.

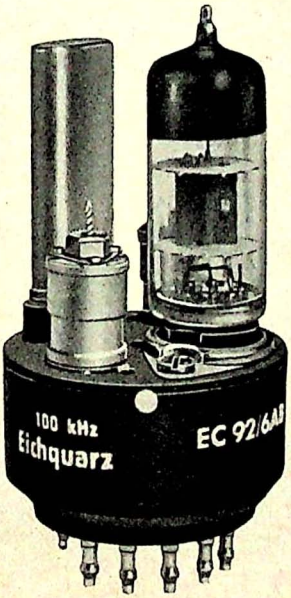


Bild 20 Quarz-Eichpunktgeber 100 kHz
(Foto: Max Funke KG, Adenau)

Fünf Amateurbänder sind eingebaut und zwar das

10 m	Band	von	28,0–30,0 MHz
15 m	Band	von	21,0–21,5 MHz
20 m	Band	von	14,0–14,4 MHz
40 m	Band	von	7,0– 7,2 MHz
80 m	Band	von	3,5– 3,8 MHz

Die Bänder sind bis fast über die ganze Skale gespreizt. Ein zusätzlicher Einbau weiterer Bänder ist wegen Raummangel nicht möglich.

Der Antenneneingang ist für Koaxkabel vorgesehen, der hierzu passende Antennenstecker (Koaxkabelstecker) wird mitgeliefert.

Das S-Meter ist direkt in die Skala eingebaut, was den großen Vorteil einer bequemen Ablesung von Frequenz und Feldstärke ergibt. Es arbeitet in Brückenschaltung. Die Ska-

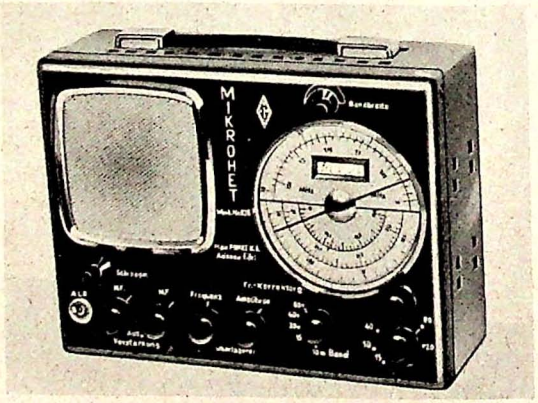


Bild 21 Amateur-Kurzwellen-Empfänger „Mikrohet"
(Foto: Max Funke KG, Adenau)

leneichung ist von S 1 bis S 9 in einzelnen S-Stufen, darüber in + 20 + 40 + 60 dB ausgelegt. Die Eichung erfolgt im 80-m-Band. Für die anderen Bänder werden Korrekturwerte angegeben.

Ein Frequenzkorrektor ist vorhanden. Frequenzabweichungen in der Erwärmungszeit, durch längere Alterung oder andere Einflüsse bedingt, können mit ihm ausgeglichen werden.

Mit dem Bandwähler werden der 2. Vorkreis und der Oszillator geschaltet. Die Rückschaltgenauigkeit dieses Schalters ist trotz des kleinen Durchmessers der Rasterplatte sehr hoch. Sie beträgt:

auf dem 80 m Band 20– 50 Hz
auf dem 40 m Band 30–100 Hz
auf dem 20 m Band 50–150 Hz
auf dem 15 m Band 50–200 Hz
auf dem 10 m Band 50–300 Hz

Der erste Vorkreis (Antennenkreis) ist über alle 5 Bänder durchstimmbar. Die exakte Einstellung auf Maximum des Signals erfolgt nach Gehör oder S-Meter. Der Vorteil dieses separat variablen Antennenkreises ist der, daß Verstimmungseinflüsse beliebig verwendeter Antennen ausgeglichen werden können.

Ein 2. Vorkreis ist vorhanden (siehe Schaltplan). Die dann folgende

1. Mischstufe verbindet die Vorteile der multiplikativen mit der additiven Mischung.

Das Bandfilter für die 1. Zf-Stufe wird auf ca. 5,5 MHz abgeglichen.

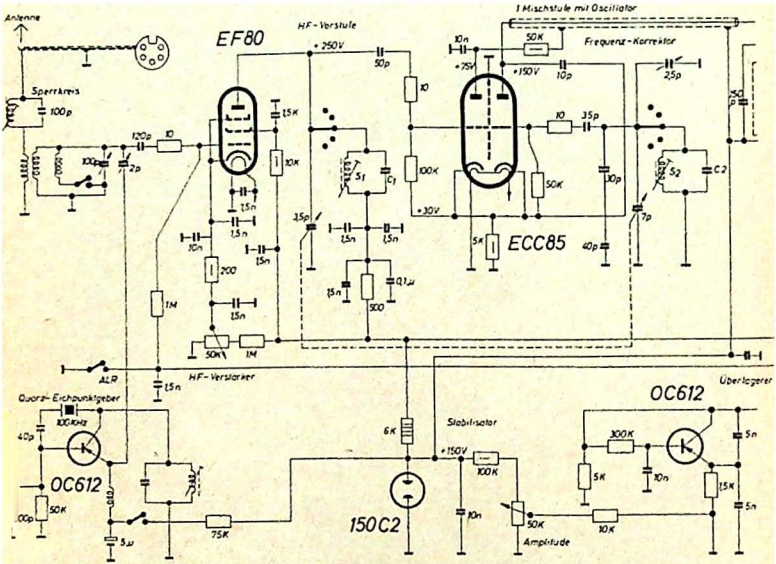


Bild 21

Die 2. Mischstufe ist mit einer ECF 80 bestückt, wobei das Triodensystem als quarzgesteuerter Oszillator und das Pentodensystem in additiver Mischung arbeitet. Die Ausgangsfrequenz beträgt ca. 468 kHz, die auf ein

Zweifach-Quarzfilter gegeben wird. Dabei ist in diesem Zweifach-Quarzfilter die Bandbreite von 300 Hz bis 4,5 kHz bei 3 dB regelbar. Die Flankensteilheit beträgt in Bandbreitenstellung „breit" ca. 20 dB/kHz und in Bandbreitenstellung „schmal" ca. 40 dB/kHz.

Der 2. Zf-Verstärker ist mit einer EF 89 bestückt. Der mit einer Germanium-Diode OA 161 arbeitende Demodulator ist

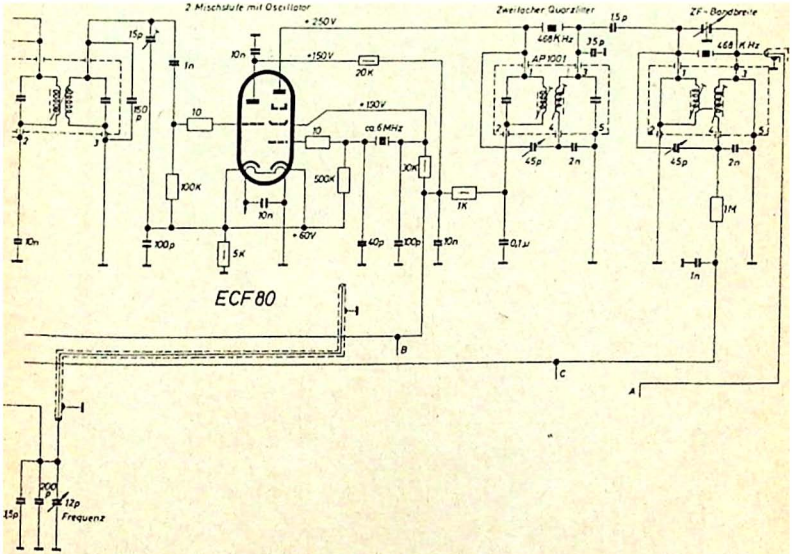


Bild 22

mit dem Störbegrenzer kombiniert, wobei im Störbegrenzer zwei weitere OA 161 enthalten sind. Der Schwellwert des Störbegrenzers kann in bestimmten Grenzen eingestellt werden.

Der NF-Verstärker ist zweistufig, besitzt einen Lautstärkeregler und liefert ca. 1 Watt Sprechleistung.

Der BFO ist mit einem Transistor OC 612 bestückt. Er arbeitet auf dem Eingang des Zf-Verstärkers, wobei Frequenz und Amplitude getrennt regelbar sind.

Die Schwundregelung regelt auf 2 Stufen und zwar sowohl auf die Hf-Stufe der EF 80 als auch auf die 2. Zf-Stufe der

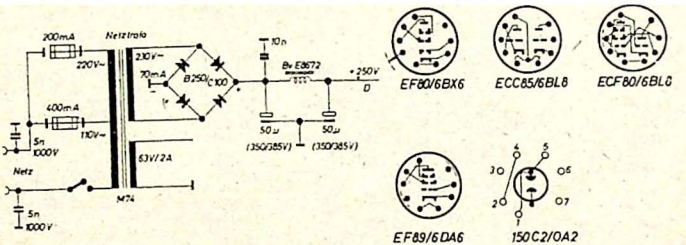


Bild 23

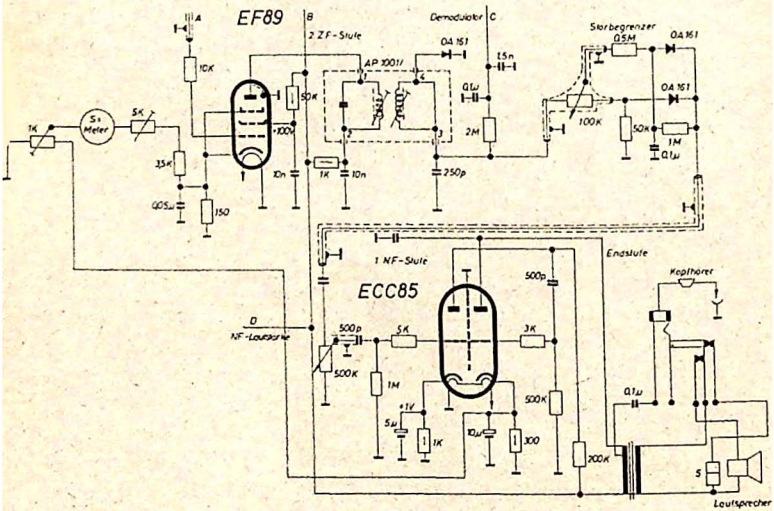


Bild 24

EF 89. Diese automatische Lautstärkeregelung ist abschaltbar. Mit dem

HF-Regler kann die Verstärkung der Vorröhre um ca. 40 dB verändert werden. Dieser Hf-Regler ist stets in Funktion, einerlei ob mit oder ohne automatische Lautstärkeregelung gearbeitet wird.

Die Empfindlichkeit des Mikrohets ist besser als 0,5 μV für 1 Watt NF.

Die Spiegelfrequenzsicherheit ist auf allen Bändern besser als 60 dB.

Die ZF-Durchschlagsfestigkeit ist besster als 75 dB.

Das Signal-Rausch-Verhältnis bei 1 μV ist besser als 20 dB.

Der eingebaute Lautsprecher ist mit 2 Watt belastbar. Kopfhöreranschluß auf der Rückseite des Empfängers. Beim Anschluß des Kopfhörers wird der Lautsprecher automatisch abgeschaltet.

Telegrafie-, Einfachzeichen-, Fonie- und SSB-Empfang werden in der mitgelieferten ausführlich gehaltenen Bedienungsanweisung mit beschrieben, so daß auch Newcomer mit dem Gerät sofort arbeiten können.

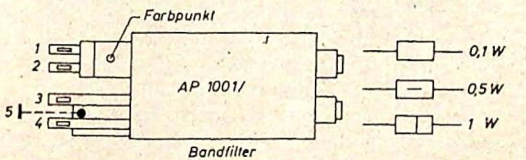


Bild 25

	Windungen S1	Windungen S2	Kondensatoren in pF C1	Kondensatoren in pF C2
10 m Band = 28,0 – 29,7 MHz	17 mit 0,55 CuLS	8,5 mit 0,55 CuLS	–	20
15 m „ = 21,0 – 21,45 MHz	13,5 „ „ „	6,5 „ „ „	50	125
20 m „ = 14,0 – 14,35 MHz	28 „ „ „	9 „ „ „	50	120
40 m „ = 7,0 – 7,15 MHz	55 „ 0,32 CuL	23 „ „ „	40	120
80 m „ = 3,5 – 3,80 MHz	80 „ 20x0,05CuLS	35 „ 0,32 CuL	–	60

Bild 26

C. Die Röhre als Verstärker für Niederfrequenz

Bei den Betrachtungen über die Arbeitsweise von Elektronenröhren in Teil I sind wir im wesentlichen davon ausgegangen, daß an den Elektroden der Röhren, also auch am Gitter, Gleichspannungen liegen. In der praktischen Funktechnik handelt es sich aber — abgesehen von einigen Sonderfällen — fast ausschließlich um Wechselspannung. Wechselspannungen liefern uns die Antennen, Wechselspannungen sind alle Tonfrequenzen und auch der Lautsprecher arbeitet nur mit einer Wechselspannung.

Wie wir bereits im Teil I kennengelernt haben, muß dem Steuergitter einer Röhre zur Vermeidung des Gitterstromes (bei positiver Gitterspannung nimmt das Gitter selbst ja Elektronen auf und es fließt dann naturgemäß ein Strom) eine negative Vorspannung gegeben werden. Überlagern wir nun dieser Gittergleichspannung eine Gitterwechselspannung, so wird im Takte der Wechselspannung das Gitter mehr bzw. weniger negativ werden. Da die Elektronen auf ihrem Weg zur Anode nun das Steuergitter passieren, werden diese mehr oder weniger gebremst. Es tritt eine Steuerung des Anodenstroms ein. Im Anodenkreis der Elektronenröhre fließt der Anodengleichstrom, dem nun bei angelegter Gitterwechselspannung ein entsprechend verstärkter Anodenwechselstrom überlagert ist. Da nun aber im Anodenkreis der Elektronenröhre ein Arbeitswiderstand liegt, wird an diesem Widerstand durch den schwankenden Anodenstrom ein schwankender Spannungsabfall entstehen. Mit anderen Worten: An der Anode entsteht bei angelegter Gitterwechselspannung eine verstärkte Anodenwechselspannung.

Verwenden wir die Elektronenröhre in einem Niederfrequenzverstärker, so werden wir feststellen müssen, daß die Verstärkung über den ganzen Tonfrequenzbereich nicht gleichmäßig ist. Vor allen Dingen die Tiefen und die Höhen werden benachteiligt. In diesem Falle spricht man von Frequenz-

verzerrungen. Unter Grenzfrequenz versteht man normalerweise die Frequenz, bei der die Spannungsverstärkung auf den $\sqrt{2}$ten Teil, also auf 70,7% der Spannungsverstärkung bei der Frequenz 800 Hz abgesunken ist. Um diese störenden Eigenschaften zu beheben, verwendet man sogenannte Kunstschaltungen mit „Baßanhebung" und „Höhenentzerrung". Die Tonfrequenz 800 Hz hat sich allgemein als Meßfrequenz eingebürgert. Meß-Sender, Oszillatoren usw. arbeiten in den meisten Fällen mit dieser Frequenz. Auch die Angaben für den Service beziehen sich auf diese Tonfrequenz.

Grundsätzlich unterscheidet man bei der Kopplung der Niederfrequenzverstärkerstufen untereinander 3 Grundtypen: 1. den Widerstandsverstärker, 2. den transformatorgekoppelten Verstärker und 3. den drosselgekoppelten Verstärker. Im Falle 1 besteht der Außenwiderstand des Anodenkreises (also der Arbeitswiderstand) aus einem ohmschen Widerstand. Der nachfolgenden Verstärkerstufe wird die Wechselspannung gleichstromfrei über einen genügend großen Kondensator zugeführt. (10 bis 50 nF). Dieser Kondensator muß natürlich außerordentlich spannungsfest sein und einen unendlich hohen Widerstand besitzen. Kondensatoren mit fehlerhafter Isolation können zur Zerstörung der nachfolgenden Röhre führen, da am Gitter in diesem Falle statt der negativen Vorspannung eine positive Spannung liegen würde. Die Röhren mit hohem Anodenstrom, also vor allen Dingen die Endverstärkerröhren, vertragen eine solche Behandlung am wenigsten, sie sind schon nach wenigen Sekunden erschöpft.

Bei der Transformatorkopplung liegt zwischen Anodenkreis der Eingangsröhre und Gitterkreis der folgenden Röhre ein sogenannter Niederfrequenztransformator. Diese Transformatoren sind in den meisten Fällen im Verhältnis 1:4 übersetzt. Bei Spezialtransformatoren, z. B. Mikrofon-Transformatoren, findet man jedoch Übersetzungsverhältnisse bis 1 : 50. Niederfrequenztransformatoren stellen naturgemäß hohe Anforderungen an die Qualität des Eisenkerns. Aus diesem

Grunde sind die hochwertigen Mikrofontransformatoren (man spricht heute meistens von Übertragern) auch so kostspielig.

Auch die Drosselkopplung bringt eine höhere Niederfrequenzverstärkung als die reine Widerstandskopplung. Da der Gleichstromwiderstand der Drosselspule meistens nur einige tausend Ohm beträgt, ist der vom Anodengleichstrom erzeugte Gleichspannungsverlust sehr gering. Bei einer Drosselspule mit einer Induktion von 100 H z. B. beträgt der Wechselstromwiderstand bei einer Frequenz von 800 Hz bereits 500 000 Ohm! Durch den geringen Gleichstromwiderstand der Drossel kann nun aber fast die ganze zur Verfügung stehende Gleichspannung an der Anode der Elektronenröhre wirksam werden. Besonders bei Koffergeräten hat die Drosselkopplung auch heute noch Bedeutung, da durch den geringen Gleichstromwiderstand der Drossel keine ungünstige Verlagerung des Arbeitspunktes bei niedrigen Anodenspannungen stattfindet.

Im allgemeinen kann man jedoch sagen, daß im modernen Niederfrequenzverstärker heute vor allen Dingen die Kopplung Widerstand/Kondensator (also R/C — Kopplung) angewendet wird.

Bei den vorstehend besprochenen Aufgaben des Niederfrequenzverstärkers haben wir davon gesprochen, daß wir eine Spannung verstärken wollen bzw. diese Wechselspannung auch vom Anodenkreis abnehmen wollen. Diese sogenannten Spannungsverstärkungen haben naturgemäß eine geringe Wechselstromleistung. Bei der Endstufe ist es umgekehrt. Hier wollen wir große Wechselstromleistungen haben, um diese Energie auf den Lautsprecher geben zu können.

Die einzelnen speziellen Fragen werden bei den verschiedenen Schaltungen besprochen.

Im Teil I haben wir bereits auch die Verzerrungen durch die Krümmungen der Kennlinien kennengelernt. Bei den vorstehend unter Grenzfrequenz besprochenen Verzerrungen ist

jedoch die Kennlinie als solche nicht in ihrer Kurvenform verändert.

Die Sinusschwingung, die die gleiche Frequenz wie der gegebene Schwingungsvorgang hat, heißt Grundwelle; die Sinusschwingungen mit höheren Frequenzen heißen Oberwellen. Hierbei sind die Sinusschwingungen mit der doppelten Frequenz die erste Oberwelle, die mit der dreifachen Frequenz die zweite Oberwelle usf. Man kann statt von Oberwellen auch von Harmonischen sprechen; hierbei entspricht die Grundwelle der ersten Harmonischen, die erste Oberwelle der zweiten Harmonischen usw. Der große Vorteil der harmonischen Analyse liegt darin, daß es auch bei den schwierigsten Schwingungsvorgängen genügt, nur rein sinusförmige Schwingungen zu betrachten; andernfalls wäre eine Untersuchung schwieriger Schwingungsvorgänge kaum möglich.

Die entstehenden Oberwellen werden zur Grundwelle ins Verhältnis gesetzt, um ein gewisses Maß für die Klirrverzerrungen zu erhalten. Der Klirrgrad k ergibt sich dann: $\sqrt{}$ Summe der Quadrate der Oberwellenscheitelwerte: Scheitelwert der Grundwelle =

$$k = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_1}$$

Die gleiche Erklärung gilt sinngemäß auch für die Effektivwerte; nicht nur für die Wechselströme sondern auch für die Wechselspannungen sowie überhaupt für alle Wechselstromgrößen. Normalerweise gibt man den Klirrgrad in Prozenten an. Natürlich können die Klirrgrade für jede getrennte Oberwelle einzeln berechnet werden.

Über die Art der Formverzerrungen sagt der Klirrgrad naturgemäß nichts aus. Der Klirrgrad ist deshalb auch kein eindeutiges Maß für die Klanggüte bzw. für die Hörbarkeit der Verzerrungen. Wesentlich für die Beurteilung des Klirrgrades ist ja, daß bei Wiedergabe von Sprache und Musik es sich nicht nur um einzelne Tonfrequenzen handelt sondern um

ein Gemisch von vielen Tonfrequenzen. Treffen nun zwei Wechselspannungen mit verschiedenen Frequenzen gleichzeitig auf den Eingangskreis einer Verstärkerröhre, so bilden sich im Ausgangskreis infolge der nichtlinearen Arbeitskennlinie der Röhre nicht nur die harmonischen Obertöne sondern auch unharmonische Kombinationstöne. Diese unharmonischen Kombinationstöne sind es, die viel störender empfunden werden als die harmonischen Obertöne. Diese Mischwellen (Kombinationstöne) haben Frequenzen, die gleich der Summe und der Differenz der beiden Eingangsfrequenzen und auch gleich den Summen und den Differenzen der Grund- und Oberwellen der Eingangsfrequenzen sind.

1. Klangfarbenregelung

Eine der einfachsten Möglichkeiten, den Frequenzgang eines Verstärkers den gegebenen Erfordernissen anzupassen, sei es, um bei Sprache eine scharfe Verständlichkeit zu erzielen bzw. bei Musik eine größere Betonung der Bässe zu erreichen, ist der sogenannte Klangfarbenregler. Er besteht im einfachsten Falle aus einem Kondensator in Verbindung mit einem Potentiometer. Das Potentiometer dient nur als veränderlicher Widerstand, mit dessen Hilfe eine kontinuierliche Regelung möglich ist. Man schaltet diesen Regler entweder in den Gitterkreis oder in den Anodenkreis einer Verstärker- bzw. der Endröhre. Bei Einschaltung in den Gitterkreis genügen Kapazitäten bis etwa 10 nF, während für den Anodenkreis Kapazitäten bis etwa 50 nF praktische Verwendung finden. Der Regelwiderstand liegt in der Größenordnung von 50 bis 100 kOhm. Selbstverständlich liegt der Kondensator immer am heißen Bezugspunkt und der Regelwiderstand mit seinem Schleifer an Masse.

Dieser einfache Klangfarbenregler stellt natürlich nicht eine besonders elegante Lösung der Klangverbesserung dar; hier

beginnt das Feld der sogenannten Gegenkopplungen. Gegenkopplungen werden in frequenzabhängiger und freuquenzunabhängiger Art ausgeführt. Gegenkopplungen haben die Aufgabe, den Frequenzgang eines Verstärkers zu linearisieren. In Verbindung mit Koppelgliedern zur Baß- bzw. Höhenanhebung lassen sich mit den heutigen modernen Hilfsmitteln ideale Wiedergabekurven erzwingen.

Moderne Verstärkeranlagen tragen heute oft die Bezeichnung hi fi Verstärker (high fidelity). Hier wird von den verschiedensten Möglichkeiten der Gegenkopplungen, die wir noch im einzelnen kennenlernen werden, Gebrauch gemacht.

Besonders störend wurde in diesem Zusammenhang die Notwendigkeit eines Ausgangsübertragers im Anodenkreis der Endröhre empfunden. Neuerdings hat die Valvo GmbH eine eisenlose Endstufe herausgebracht, die ganz hervorragende Eigenschaften besitzt, da hierbei alle schädlichen Einwirkungen des Eisenpaketes des Ausgangsübertragers entfallen.

2. Gegenkopplungen

Führt man einen Teil der Ausgangswechselspannung der Endstufe derart dem Eingangskreis einer der Verstärkerstufen wieder zu, so spricht man von einer Gegenkopplung. Hierbei ist nur darauf zu achten, daß die Ausgangswechselspannung die entgegengesetzte Phase der Eingangswechselspannung hat. Bild 27 zeigt die Ausführung einer einfachen Spannungsgegenkopplung. Parallel zur Anodenwechselspannung Ua liegt ein Spannungsteiler, der aus der Reihenschaltung der beiden ohmschen Widerstände Rg und Rb besteht. Der Kondensator C (0,1 bis 0,5 mF) hält lediglich die Gleichspannung fern. Zu beachten ist bei dieser Gegenkopplung, daß der Widerstandswert der beiden Widerstände R_1 und R_2 mindestens 10 Ra ist, damit sich der Anodenwiderstand der Endröhre nicht nennenswert verkleinert. Wesentlich ist, daß

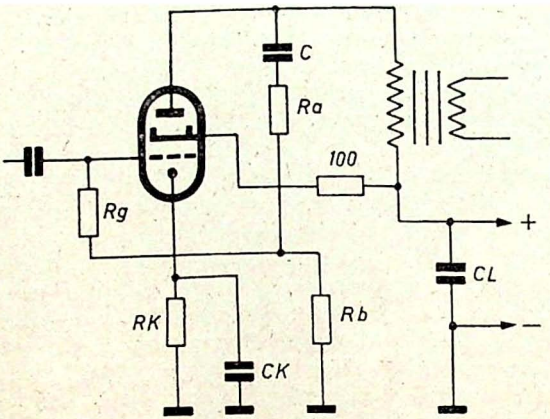


Bild 27

der Gitterableitwiderstand nicht unmittelbar zum Minuspol führt, sondern an dem Spannungsteiler liegt. An diesem Spannungsteiler liegt die Anodenwechselspannung; nach dem ohmschen Gesetz findet ein Wechselspannungsabfall statt:

$$Uk = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot Ua = a \cdot Ua$$

wenn $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ gesetzt wird. Dieser Bruchteil a der Ausgangswechselspannung Ua ist gegenphasig zur Gitterwechselspannung Ug bzw. zur gesamten Eingangswechselspannung. Durch diese Maßnahme wird die am Verstärkereingang liegende und wirksame Gitterwechselspannung um die Gegenkopplungswechselspannung kleiner. Die Gegenkopplung hat also die Wirkung einer negativen Rückkopplung. Da sie nun eine Verringerung der Eingangswechselspannung mit sich bringt, ist der Wechselspannungsbedarf der Endstufe zur vollen Aussteuerung naturgemäß größer. Im

gleichen Verhältnis wie die Spannungsverstärkung abnimmt, nehmen auch die nicht linearen Verzerrungen ab. Bild 28 zeigt die Abhängigkeit des Klirrgrades k von der Abhängigkeit der Wechselstromleistung Na. Kurve a gibt den Klirrgrad ohne Gegenkopplung an, während Kurve b den tatsächlich erreichten Klirrgrad zeigt und Kurve c den berechneten Klirrgrad nach Einbau der Gegenkopplung darstellt. Wie wir bereits im

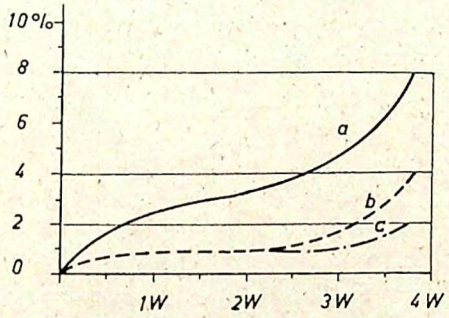


Bild 28

Teil I kennengelernt haben, ist der Innenwiderstand einer Dreipolröhre kleiner als der einer Fünfpolendröhre. Nun wird aber durch die Spannungsgegenkopplung der innere Widerstand der gegengekoppelten Röhre verkleinert und der Durchgriff vergrößert. Die dynamische Steilheit der Röhre bleibt aber erhalten. Man kann also die Steilheit einer Fünfpolendröhre ausnutzen und den Frequenzgang so beeinflussen, daß sich die charakteristischen Eigenschaften der Dreipolendröhre erreichen lassen. Bei zu starker Spannungskopplung findet sogar eine Benachteiligung der hohen Frequenzen statt, die aber durch die sogenannte frequenzabhängige Gegenkopplung ausgeglichen werden kann.

Bild 29 zeigt eine andere Ausführungsart der Spannungsgegenkopplung. Hier wird ein Teil der Ausgangswechselspan-

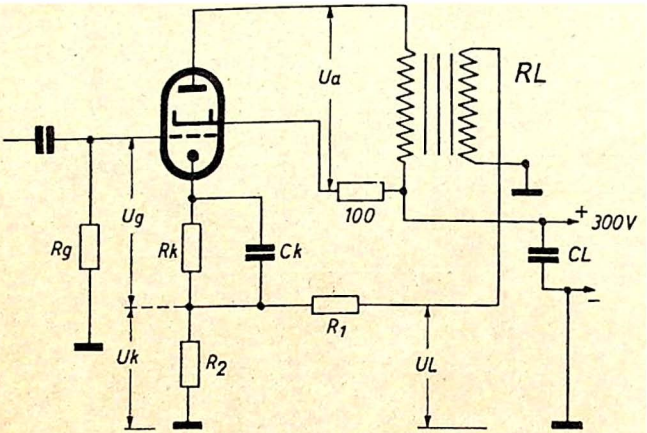


Bild 29

nung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers abgenommen, das andere Ende der Wicklung ist geerdet. Über den Widerstand R_1 wird die Ausgangswechselspannung dem angezapften Kathodenwiderstand zugeführt. Wichtig ist, daß der Wert der Widerstände $R_1 + R_2$ groß ist gegenüber dem

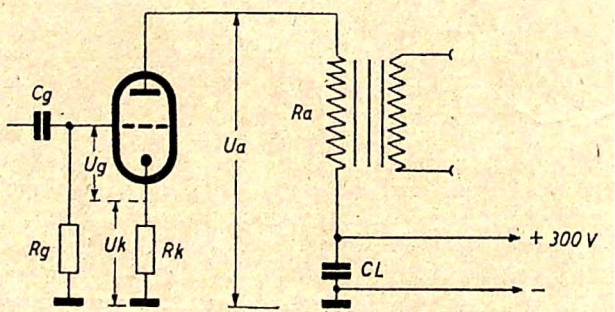


Bild 30

Widerstand der Schwingspule RL des Lautsprechers, da sonst erhebliche Lautstärkeverluste zu verzeichnen sind. Andererseits müssen die Widerstände Rk + R_2 den erforderlichen Kathodenwiderstand ergeben (R_1+R_2 = 200 Ohm). Rk+R_2 = Gesamtkathodenwiderstand für die betreffende Röhre (aus Röhrenkode x der Röhrenhersteller zu entnehmen, z. B. Valvo Röhrentaschenbuch). (siehe auch Bild 30.)

Läßt man den Überbrückungskondensator im Kathodenkreis der Endröhre fehlen, dann erzeugt der Anodenwechselstrom Ia am Kathodenwiderstand Rk einen Wechselspannungsabfall Uk. Nach dem ohmschen Gesetz berechnet sich der Spannungsabfall zu:

$$\frac{Uk}{Ua} = \frac{Rk}{Ra} \text{ oder } Uk = \frac{Rk}{Ra} \cdot Ua = a \cdot Ua, \text{ wenn } a = \frac{Rk}{Ra}$$

eingesetzt wird. Auch bei dieser sogenannten Stromgegenkopplung finden wir wieder den Phasenunterschied von 180°; nur bewirkt die Stromgegenkopplung eine Erhöhung des Innenwiderstandes und eine Verkleinerung der Steilheit der gegengekoppelten Endröhre. Der Durchgriff jedoch bleibt gleich groß!! Die besonders bei Dreipolröhren zu beobachtende Benachteiligung der hohen Tonfrequenzen kann durch diese Stromgegenkopplung beseitigt werden. Diese Benachteiligung der hohen Tonfrequenzen ist ja bedingt durch den niedrigen Innenwiderstand der Dreipolendröhren. Treibt man die Gegenkopplung zu stark, so findet sogar eine Bevorzugung der hohen Tonfrequenzen statt; diese können aber wieder durch eine frequenzabhängige Stromgegenkopplung ausgeglichen werden. Natürlich sollte man keine Gegenkopplungen soweit treiben, daß zum Schluß überhaupt keine Sprechleistung mehr zur Verfügung steht. Macht man nun die Gegenkopplung frequenzabhängig, indem man Teile der Gegenkopplungswiderstände mit entsprechenden Kapazitäten überbrückt, so kommt man zur frequenzabhängigen Gegenkopplung bzw. zur Gegenkopplung, bei der entweder die

tiefen oder die hohen Tonfrequenzen geschwächt bzw. angehoben werden oder umgekehrt. Die Arten und Möglichkeiten der Gegenkopplungen sind derart mannigfaltig, so daß diese kurze Abhandlung über das Wesen und das Prinzip genügen muß. Besonders in der Magnetton-Technik haben die Gegenkopplungen eine ganz besondere Bedeutung, um den Frequenzgang des Magnettonbandes zu linearisieren.

D. Verstärker und Endstufen für Niederfrequenz

1. Klasse A-Verstärkung

Will man die Leistung einer Endstufe vergrößern, so kann man im einfachsten Falle zwei Endröhren derselben Type parallelschalten. Dann wird die abgegebene Wechselstromleistung etwa der Summe der beiden Endröhrenwechselstromleistungen entsprechen. Bei dieser Schaltung werden sämtliche Elektroden parallel geschaltet; bei gleicher Steuerwechselspannung ergibt sich die doppelte Gleichstromleistung als bei einer Endröhre. Die Verzerrungen werden bei dieser Schaltung naturgemäß ebenfalls den doppelten Wert annehmen. Zu berücksichtigen ist aber, daß durch die Parallelschaltung der Innenwiderstand der beiden Röhren halbiert wird und demgemäß der günstigste Außenwiderstand nur halb so groß wird! Diese Tatsache gilt vor allen Dingen auch für Röhrensenderendstufen; bei einigen Typen kommerzieller Bauweise (z. B. Lo 40 k 39) wurde diese Methode angewendet.

Man sieht also, daß eine Leistungsverstärkung nach dieser Methode wenig Sinn hat und daher nur in den Fällen angewendet werden sollte, wo es absolut nur auf die Verdoppelung der Gleichstromleistung ohne Rücksicht auf die Qualität der Wiedergabe ankommt. Für Röhrensender sollte man diese Schaltungsart überhaupt ganz vermeiden, da sich durch die Gegentaktschaltung bedeutend günstigere Eigenschaften

erzielen lassen. Der Ausdruck Gegentakt wird dadurch erklärt, daß beide Endröhren gegenphasig angesteuert werden. Erst im Ausgangskreis setzen sich die an den Gittern liegenden Halbwellen wieder zu einer ganzen Welle zusammen.

Betrachten wir zunächst die Wirkung der Gegentaktübertragung nach einer Schaltung mit Eingangsübertrager wie in Bild 31 gezeigt. Der Eingangsübertrager hat eine Mittelanzapfung, die entweder direkt geerdet wird bei Erzeugung der Gittervorspannung durch Kathodenwiderstand oder bei geer-

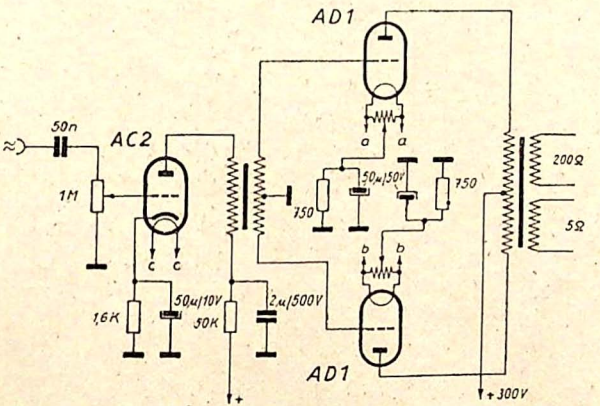


Bild 31

deter Kathode die Gittervorspannung aus dem hochliegenden Minuspol bezieht. Die über die Primärwicklung des Eingangsübertragers zugeführte Eingangswechselspannung erzeugt an den Enden der Sekundärwicklung in einem bestimmten Zeitpunkt eine Wechselspannung, die gegen den Mittelpunkt um 180° phasenverschoben ist. Die nachgeschalteten, an den Enden des Eingangsübertragers liegenden beiden Endröhren werden also mit diesem Phasenunterschied angesteuert. Beide Gitter erhalten die gleiche Wechselspannungsamplitude, vor-

ausgesetzt natürlich, daß der Eingangsübertrager vollkommen symmetrisch aufgebaut ist. Nimmt nun der Anodenstrom der einen Röhre zu, so muß der Anodenstrom der anderen Röhre zwangsläufig abnehmen. Bild 32 zeigt die Arbeitsweise der Gegentaktendstufe. Da die Röhren gegenphasig angesteuert werden, müssen naturgemäß die beiden Scheitelwerte der Anodenströme ebenfalls um 180° phasenverschoben sein. Hierbei ist noch zu beachten, daß über die Mittelanzapfung des Ausgangsübertragers kein Wechselstrom fließen kann, da sich in diesem Punkte beide Wechselströme entgegenwirken; der Gleichstrom in diesem Punkte ist jedoch 2×1 a. In der

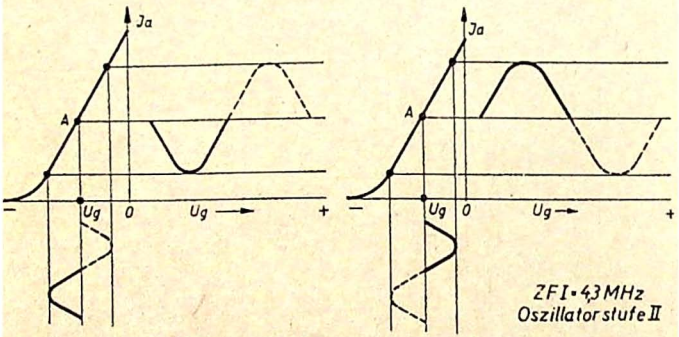


Bild 32

Transformatorenwicklung selbst fließt der Gleichstrom natürlich in beiden Richtungen; aus diesem Grunde tritt die sonst so schädliche Vormagnetisierung des Eisenkernes nicht auf. An die Qualität des Eisens brauchen wir also nicht so hohe Anforderungen zu stellen. Die beiden gegenphasigen Anodenströme setzen sich im Ausgangskreis wieder zu einer ganzen Schwingung zusammen. Das dieses so ist, geht aus Bild 32 ebenfalls hervor. Aus diesem Bild ersehen wir ferner, daß

die Ansteuerung der Röhren auf dem geradlinigen Teil der Arbeitskennlinie erfolgt; diese Art der Ansteuerung bezeichnet man mit Klasse A-Betrieb.

Die fehlende Vormagnetisierung des Eisenkernes bedingt eine größere, wirksame Selbstinduktivität des Ausgangsübertragers; wir kommen also mit einem Kern geringeren Eisenquerschnittes aus. Ferner fallen auch die nichtlinearen Verzerrungen fort, die sonst durch eine magnetische Sättigung des Eisenkernes infolge starker Anodengleichstöme der Endröhren entstehen können.

Die wirksame Arbeitskennlinie verläuft vollkommen symmetrisch zum Arbeitspunkt A: in der verzerrten Anodenwechselstromkurve sind die zweite und alle geradzahligen Harmonischen nicht enthalten, wohl aber die dritte und alle ungeradzahligen Harmonischen. Wie bereits im Teil I erwähnt, ist bei Dreipolröhren (z. B. AD 1) der Klirrgrad durch die zweite Harmonische bestimmt. Schalten wir nun solche Trioden im Gegentakt, so wird die zweite Harmonische vollkommen unterdrückt. Bei Fünfpolendröhren ist das Verhältnis nicht so günstig, da Fünfpolröhren besonders die dritte Harmonische bevorzugen. Da aber die ebenfalls vorhandene zweite Harmonische ausgelöscht wird, bringt die Schaltung von Fünfpolendröhren im Gegentakt doch einige Vorteile, wenn man von der Verstärkerleistung als solche einmal absehen will. Betrachten wir noch einmal die Parallelschaltung zweier Endröhren und vergleichen damit die Gegentaktschaltung, so werden wir feststellen können, daß aus einer Gegentaktschaltung eine um 10 bis 15% höhere Sprechleistung herausgeholt werden kann, da die Röhren so angesteuert werden können, daß die Arbeitskennlinie in den gekrümmten Bereich der Röhre fällt. Die hierdurch entstehenden Verzerrungen der zweiten Harmonischen werden in der Endstufe durch die Gegentaktwirkung wieder ausgelöscht.

2. Klasse B-Verstärkung

Wählen wir nun die Gittervorspannung so hoch, daß der Anodenstrom stark sinkt bzw. überhaupt verschwindet, so können wir mit der Gegentaktendstufe wesentlich höhere Ausgangsleistungen erzielen. Nach Bild 32 liegt der Arbeitspunkt A genau im Anfang der Arbeitskennlinie. Im Prinzip sind es die gleichen Vorgänge wie weiter oben beschrieben. Durch diese Art der Ansteuerung erzeugen nur die positiven Halbwellen der Gitterwechselspannung einen pulsierenden Anodengleichstrom, deren Mittelwert gleich $\frac{Ia}{\pi} = 0{,}318\ I$ ist, wenn Ia den Höchstwert darstellt. Wie gesagt, arbeiten beide Röhren im Gegentakt: es wird also nur in der Röhre bei dieser Ansteuerungsart Anodenstrom fließen, die für den Augenblickswert durch eine positive Halbwelle angesteuert wurde. Die andere Röhre arbeitet in diesem Augenblick nicht. Durch den zeitlichen Ablauf wird dann die andere Röhre durch die positive Halbwelle angesteuert und die erste Röhre ist gesperrt usw. Im Gegentaktausgangsübertrager setzen sich die beiden pulsierenden Anodengleichströme wieder zu einer ganzen sinusförmigen Wechselstromkurve zusammen. Diese Betriebsart wird als Klasse-B-Verstärker bezeichnet. Bei kleinen Gitterwechselspannungen können, wenn der Anodenruhestrom zu klein wird, starke nichtlineare Verzerrungen auftreten; bei größeren Gitterwechselspannungen können sich diese Verzerrungen wegen des sonst gradlinigen Verlaufs der Arbeitskennlinie weniger bemerkbar machen. Aus diesem Grunde wird man den Gegentakt-B-Verstärker nur dort einsetzen, wo große Wechselstromleistungen verlangt werden. Als Modulator ist der B-Verstärker besonders für Amateursender wichtig, da in diesem Falle der Klirrgrad und die nicht linearen Verzerrungen weniger ins Gewicht fallen. Besonders bei Anodenmodulationen werden bekanntlich hohe Wechselstromleistungen verlangt.

3. Klasse A-B-Verstärkung

Verlegen wir nun den Arbeitspunkt etwas mehr auf die unteren, aber bereits geradlinig verlaufenen Teile der Kennlinie, bei etwas höheren Anodenruhestrom, so kommen wir zu einer Verbindung zwischen dem Verstärker nach Klasse A und der Verstärkerschaltung nach Klasse B. Das Ergebnis dieser Verbindung beider Schaltungen ist der Klasse A-B-Verstärker. Aus der Klasse A wird die etwas niedrigere Eingangswechselspannung gewonnen, während die größere Wechselstromleistung der Klasse B erzielt wird. Beim Gegentakt-A-Verstärker ist der Anodenruhestrom groß, ganz gleichgültig ob der Verstärker besprochen wird oder nicht. Bei Klasse B ist der Anodenruhestrom gering und steigt nur im Verhältnis der angelegten Eingangswechselspannung. Theoretisch kann ein Gegentakt-B-Verstärker bei gleicher Anodenverlustleistung des A-Verstärkers etwa die fünffache Wechselstromleistung im günstigsten Falle abgeben.

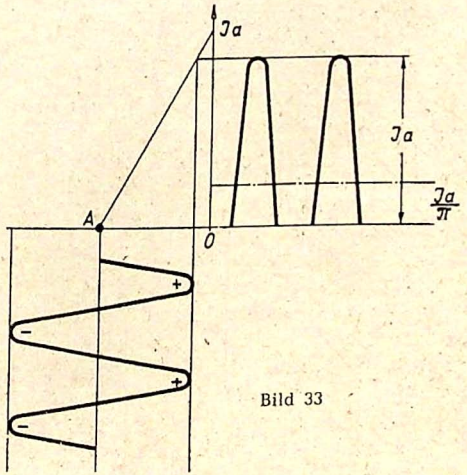


Bild 33

4. Klasse C-Verstärkung

Noch ausgeprägter wird die Wirkung beim C-Verstärker. Hier ist der Anodenstrom durch eine hohe Gittervorspannung so niedrig, daß zur Ansteuerung recht hohe Eingangswechselspannungen erforderlich sind. Bei günstigem Aufbau lassen sich mit dieser Betriebsart Wechselstromleistungen von mehreren hundert Watt erzielen. Bei Versuchen mit diesen zuletzt genannten beiden Schaltungsarten sei aber dem Unkundigen Vorsicht geraten, da die Röhren bei verkehrten Betriebsdaten leicht zerstört werden können! (Bild 33)

5. Steuerverstärker mit Trioden

Zur Ansteuerung größerer Endstufen werden fast ausschließlich sogenannte Steuerverstärker verwendet. Aufgabe dieser Verstärker ist es, mit möglichst geringem Klirrgrad und größter Verzerrungsfreiheit die notwendige Gitterwechselspannung für einen oder auch mehrere Endstufen zu liefern. Steuerverstärker finden auch Verwendung, wenn zwischen Aufnahmeort, z. B. Studio, und dem Wiedergabeort — evtl. Sendestelle — größere Leitungslängen zu überbrücken sind.

Bild 34 zeigt einen vielverwendeten Steuerverstärker, Bauart Telefunken. Durch geschickten Aufbau läßt sich dieser Verstärker sehr gut und leicht herstellen. Auch heute noch finden die Zahlenröhren REN 904 und RE 604 auf Grund ihrer robusten Bauweise Verwendung. Gerade im Verstärkerbau ist Betriebssicherheit oberstes Gebot.

Der Verstärker ist vorgesehen für Mikrofonanschluß, Plattenspieler und Rundfunk. Ein dreistufiger Schalter gestattet die Anschaltung der verschiedenen Darbietungen. Da bei Anschluß an Rundfunkgeräten die Eingangsspannung für den Verstärker zu hoch ist, befindet sich im Eingang ein Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen 20 kOhm und 200 Ohm. Der Kondensator 0,5 mF hält die Gleichstromanteile aus dem vorgeschalteten Empfänger fern. Dieser Kon-

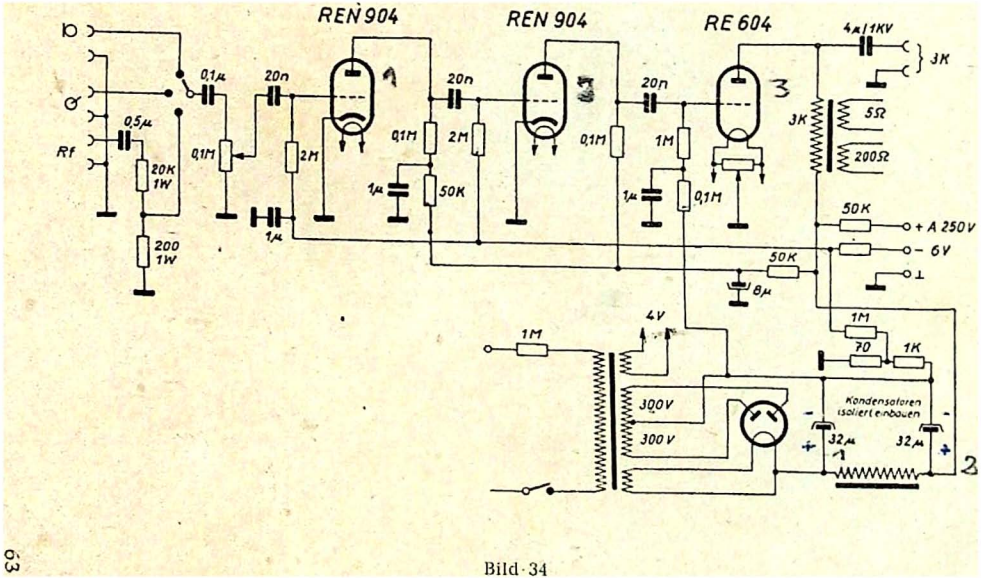

REN 904
REN 904
RE 604
4µ/1KV
3K
0,1µ
20n
20n
20n
0,5µ
Rf
20K 1W
200 1W
0,1M
2M
0,1M
2M
0,1M
1M
1µ
50K
1µ
0,1M
3K
5Ω
200Ω
50K
+ A 250V
- 6V
50K
8µ
1M
4V
1M
70
1K
300V
300V
Kondensatoren isoliert einbauen
32µ
32µ

Bild 34

densator muß besonders spannungsfest sein; bei einer Prüfspannung von 3000 Volt soll die Betriebsspannung 1500 Volt betragen.

Die Kathoden der beiden Röhren REN 904 liegen direkt am Chassis, bzw. werden über eine 2 mm starke Erdleitung an einen Punkt am Chassis angelötet, der erfahrungsgemäß möglichst in der Nähe der Erdbuchse liegen soll. Der günstigste Anschlußpunkt ist durch Versuch zu ermitteln, denn das Chassis ist nicht überall gleichmäßig Erdpotential. Als Erddraht hat sich Antennenlitze (Kupfer) hervorragend bewährt. Ein übergeschobener Isolierschlauch vermeidet Kratzgeräusche gegenüber Chassis und Kurzschlüsse gegenüber anderen Leitungen. Verwendet man als Siebkondensatoren (1 mF) Becherkondensatoren, so läßt sich die Verdrahtung außerordentlich stabil ausführen, da für jedes Bauelement ein entsprechender Stützpunkt vorhanden ist. Auch hier gilt für die Ausführung der Schaltarbeiten genau dieselbe Regel wie in der Hochfrequenztechnik: kurze Leitungen und möglichst die Bauelemente mit als Schaltleitungen verwenden.

Die Gittervorspannung wird automatisch im Netzteil erzeugt durch die Kombination 1 kOhm und 70 Ohm. Die Endröhre bekommt die volle Gittervorspannung, während die beiden Vorverstärkerröhren nur einen Teil der negativen Spannung zugeführt bekommen. Durch die Erzeugung der Vorspannung im Netzteil werden einerseits die Kathodenwiderstände und — Kathodenkondensatoren der Vorröhren eingespart und andererseits erübrigt sich die Anbringung einer besonderen Heizwicklung für die Endröhre. Bei der halbautomatischen Vorspannungserzeugung über Kathodenwiderstände würde bei Verwendung einer gemeinsamen Heizleitung eine verhältnismäßig hohe Spannung an den Heizfäden der Vorröhren gegen die Kathoden liegen, die hart an der Grenze der zulässigen Beanspruchung liegt. Außerdem muß der Kathodenkondensator für die Endröhre bei entsprechenden Kapazitäten für Niedervoltelektrolytkondensatoren

eine verhältnismäßig hohe Spannung vertragen können. (Bild 35).

Für den Tonfrequenzausgang sind drei Buchsenpaare vorgesehen, hochohmig 3 kOhm, 5 Ohm für direkten Lautsprecheranschluß und 200 Ohm für Anschluß an Tonfrequenzleitungen.

Außerdem können noch die verschiedenen Betriebsspannungen an einer rückwärtigen Buchsenleiste abgegriffen werden.

6. Mikrofonvorverstärker

Die von einem Mikrofon abgegebene Sprechleistung reicht normalerweise zur Ausbesserung eines Verstärkers nicht aus. (Von den Postkapseln und Kohlemikrofonen abgesehen.) Es muß deshalb dafür gesorgt werden, daß durch ausreichende Vorverstärkung das notwendige Spannungsniveau erreicht wird. Dem Vorverstärker schenke man in Bezug auf Aufbau und Verdrahtung größte Sorgfalt, denn der geringste Brumm in dieser Stufe wird durch die nachfolgenden Verstärkerstufen naturgemäß mitverstärkt.

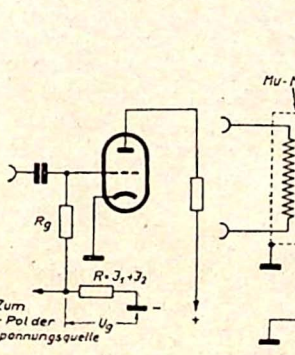


Bild 35

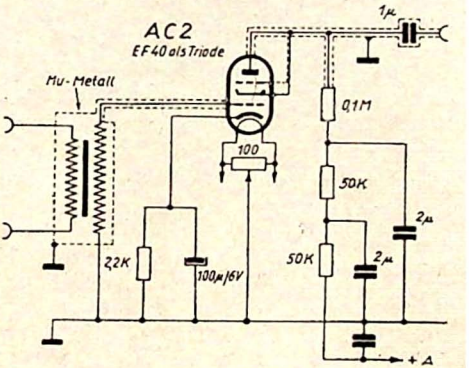


Bild 36

Bild 36 zeigt den Mikrofonverstärker, der als Vorschaltgerät für den vorstehend beschriebenen Steuerverstärker entwickelt wurde. Statt der Röhre AC 2 läßt sich die Rimlockröhre EF 40 verwenden. Diese Röhre zeichnet sich durch große Klirrfreiheit und Klangsicherheit bei geringster Brummfälligkeit aus.

Die Heizung ist – auch bei Verwendung der REN 904 bzw. AC 2 – aus einer getrennten Heizwicklung des Netztransformators vorzunehmen. In der gezeigten Schaltung ist der Eingang für ein Tauchspulenmikrofon vorgesehen.

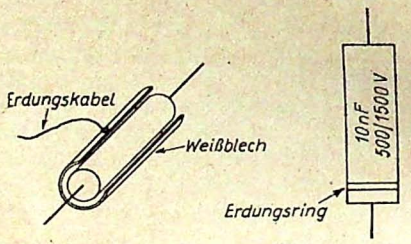


Bild 37

Die Gitterwiderstände und Koppelkondensatoren sind sehr sorgfältig abzuschirmen. Sehr gut eignet sich für die Abschirmung Weißblech (z. B. aus alten Konservendosen). Ein entsprechend geschnittener Streifen wird um das Schaltelement nach Bild 37 gelegt und an der Nahtstelle zusammengelötet. Rollkondensatoren tragen an einem Ende einen Ring als Kennzeichen dafür, daß an dieser Seite die Außenbelegung des Kondensators liegt. (Bild 37.) Grundsätzlich gehört diese gekennzeichnete Seite an das Erdpotential oder bei Verwendung als Koppelkondensator an die Seite, wo geringste Brummanfälligkeit vorherrscht. (Faustregel: Dem Gitter abgekehrt und der Anode zugewendet.)

7. Fotozellenverstärker

Bild 38 zeigt einen Fotozellenverstärker, der für Lichttongeräte Verwendung findet (Tonfilm). Fotozellen benötigen eine positive Spannung von etwa 70 Volt. Über die

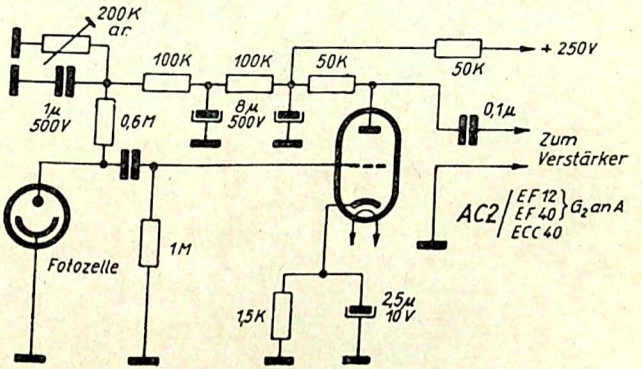


Bild 38

Spannungsteilerkette 100 k + 100 k / 8 mF + 1 mF liegt der Spannungsteiler 200 Ohm und 0,6 MOhm. Durch die erfolgte sorgfältige Siebung der Gleichspannung ist brummfreie Wiedergabe gewährleistet. Für den Aufbau gilt auch hier das beim Mikrofonvorverstärker Gesagte.

8. 4-Watt-Verstärker mit Trioden

Verwendet man in der Endstufe zwei Trioden, so tritt durch die Oberwellenkompensation zwischen Vor- und Endstufe nur eine geringe Verzerrung auf. Bild 39 zeigt den einfachen Aufbau eines Verstärkers mit den Röhren AC 2 und AD 1 mit Widerstandskopplung. Die Gittervorspannung für die Endröhre wird im Kathodenkreis (über den Entbrummer) durch die Kombination 750 Ohm / 20 mF erzeugt. Die hohe

Gittervorspannung von — 45 V liegt hart an der Grenze der Spannungsfestigkeit zwischen Heizfaden und Kathode — hier AC 2 — so daß es besser ist, die AC 2 und evtl. weitere Vorröhren aus einer getrennten Heizwicklung zu speisen. Der günstigste Außenwiderstand für die Endröhre AD 1 liegt bei 2300 Ohm.

9. 10-Watt-Gegentakt-Endstufe mit 2 mal AD 1

Eine Endstufe mit geringem Klirrgrad und großer Übertragungstreue zeigt Bild 40 mit den Endtrioden AD 1. Leider benötigt diese Endstufe einen verhältnismäßig hohen Aufwand für die Stromversorgungsmittel; aus diesem Grunde sind diese sehr guten Endröhren etwas außer Kurs gekommen.

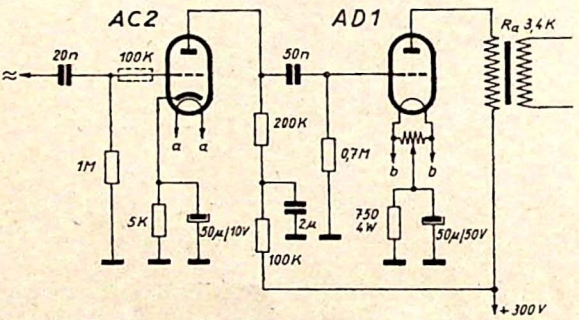


Bild 39

Die Röhren AD 1 sind in zwei verschiedenen Ausführungen auf dem Markt, und zwar sind die Daten für die Gittervorspannung verschieden. Es werden einmal als Kathodenwiderstand 750 Ohm angegeben und ein anderes mal 1100 Ohm. (Vergl. auch Bild 39.)

Beide Endröhren müssen getrennt geheizt werden, so daß, wenn die Treiberstufen mit von dem Netzteil der Endröhre versorgt werden sollen, insgesamt 4 getrennte Heizwicklungen

auf dem Netztransformator vorhanden sein müssen. Die Gitter der beiden Endröhren müssen gegenphasig angesteuert werden. Die Ansteuerung kann entweder nach Bild 30 über einen Gegentakteingangsübertrager erfolgen oder über eine Röhrenschaltung, wo die Phasendrehung durch entsprechende Schaltmaßnahmen erreicht wird. Die Röhrenschaltungen haben sich gegenüber den Transformatorschaltungen durchsetzen können, da sie sich durch einen besseren Frequenzgang und kleineren Klirrgrad auszeichnen. Auch wird ein geübtes Ohr bei Transformatorschaltungen immer eine Klangverdickung feststellen können.

Aufbaumäßig dürften wenig Schwierigkeiten bestehen, jedoch erfordert die Betriebseinstellung der im Gegentakt arbeitenden Röhren besondere Sorgfalt. Wie aus Bild 40 ersichtlich, beträgt der eine Kathodenwiderstand 1100 Ohm (dies ist der listenmäßige Wert) und der andere Kathodenwiderstand 1000 Ohm in Reihe mit einem Regelwiderstand von 200 Ohm = insgesamt 1200 Ohm. In die Anodenleitung der Endröhre mit dem Widerstand von 1100 Ohm wird nun ein mA-Meßgerät mit Meßbereich 50 bis 100 mA geschaltet. Durch Auswechseln der beiden Röhren wird nun die schlechtere Röhre ermittelt, d. h. die Röhre mit dem niedrigsten Anodenstrom. Die „schlechtere" Röhre wird dann in dieser Fassung belassen, nachdem man sich den Anodenstrom notiert hat. Nun wird das Meßinstrument in die Anodenleitung der anderen Endröhre geschaltet. Mit Hilfe des veränderlichen Widerstandes von 200 Ohm wird an dieser Röhre der gleiche Anodenstrom eingestellt, der vorher an der anderen Röhre gemessen wurde. Nur wenn beide Röhren den gleichen Anodenstrom aufweisen, sind die Bedingungen für einen reinen und sauberen Gegentaktbetrieb erfüllt. Diese Einstellung auf gleichen Anodenstrom ist zweckmäßigerweise von Zeit zu Zeit zu kontrollieren.

Da durch die Kathodenwiderstände der gesamte Anodenstrom fließt, sind diese Widerstände entsprechend zu bemessen. Nach dem Ohmschen Gesetz ermitteln wir eine Belastung

von rund 4 Watt. Zu beachten ist ferner die Betriebsspannung der beiden Kathoden-Elektrolytkondensatoren mit 50 Volt!

Bild 41 zeigt noch eine Röhre AC 2 als Treiber für die Endröhren. Hier wird die Gittervorspannung halbautomatisch, d. h. über einen Kathodenwiderstand, erzeugt. (Vergl. hierzu die Schaltung für den Steuerverstärker.) Eine Röhre AC 2 wird die Endstufe nur dann aussteuern können, wenn bereits am Gitter dieser Röhre eine entsprechend hohe Gitterwechselspannung zur Verfügung steht. Im Normalfall wird dies meist

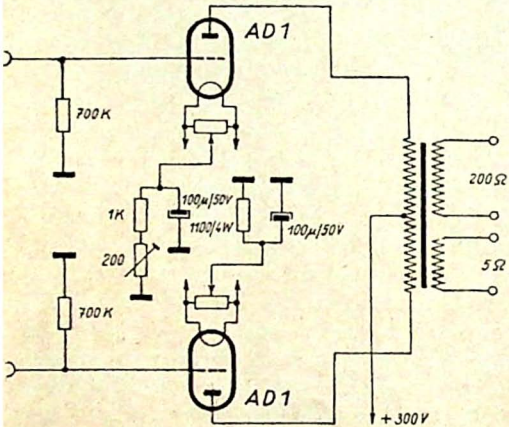


Bild 40

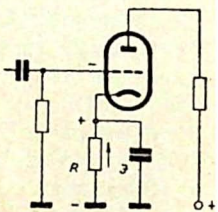


Bild 41

nicht der Fall sein. Es wird dann die Zuschaltung einer weiteren Vorverstärkerröhre, wie beim Steuerverstärker gezeigt, nötig. Die Außenwiderstände im Anodenkreis können aus der Schaltung übernommen werden. Als Kathodenwiderstand 2000 Ohm mit Überbrückungskondensator 50 mF. Der Lautstärkeregler kommt dann ebenfalls in die Vorstufe und die Treiberstufe erhält dafür einen Festwiderstand von 1 MOhm. (passend zu Bild 39.)

10. Mischverstärker

Will man verschiedene Darbietungen miteinander mischen, so benötigt man einen sogenannten Mischverstärker. Die Mischung kann selbstverständlich direkt über entsprechende Potentiometeranordnungen erfolgen; diese Schaltungen geben jedoch durch die nicht immer zu vermeidende gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Glieder zu unerwünschten Verkopplungen Anlaß. Bild 42 zeigt diese Mischmöglichkeit.

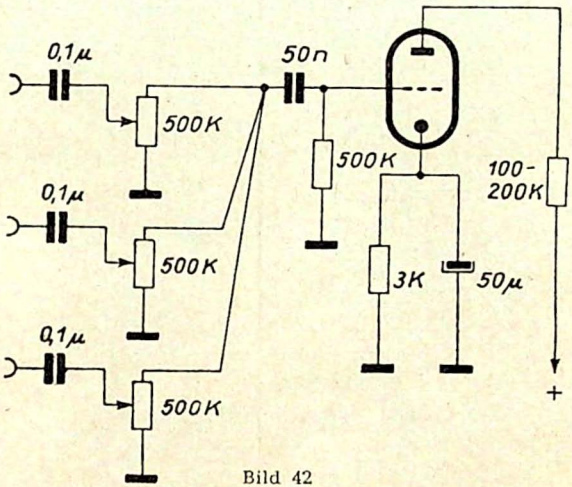


Bild 42

Eleganter und rückwirkungsfreier ist jedoch eine Mischordnung mit Verstärkerröhren. Verwendet man die modernen Verbundröhen, hier ECC 40, so kommt man für einen Eingang mit 4 Kanälen mit zwei Röhren aus. Hierbei können die Anoden aller 4 Systeme miteinander verbunden werden, da für die Ansteuerung des Hauptverstärkers ein Eingang genügt. Die Kathoden liegen ebenfalls gemeinsam über eine Kombination 1 kOhm/100 mF an Masse.

Als Regel- bzw. Mischorgane liegen vor den einzelnen Gittern Potentiometer in der Größenordnung von 100 kOhm. Da Verstärker häufig zum Ansteuern anderer Geräte verwendet werden, empfiehlt es sich, als Potentiometer solche mit linearer Kennlinie zu verwenden. Für reine Hörverstärker sind natürlich logarithmische Potentiometer verwendbar.

Schwierigkeiten beim Bau dieses Mischverstärkers bestehen nicht, wenn man die Forderungen über brummfreien Aufbau (Abschirmungen der Gitterleitungen) berücksichtigt. Besonders sorgfältig sind die Heizleitungen zu verlegen. Entweder einseitig erden und hierbei den Erdpunkt durch Versuche

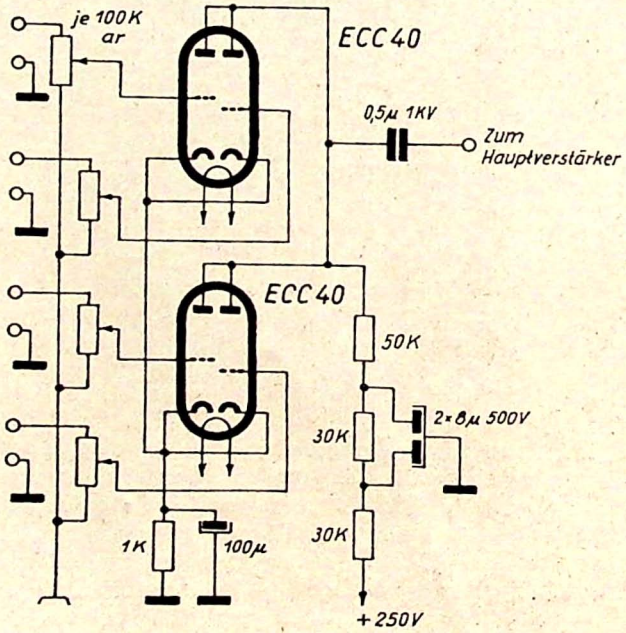


Bild 43

am Chassis ermitteln oder über einen Entbrummer symmetrieren. Heizwicklungen mit Mittelanzapfungen sind nicht besonders geeignet, da die Mittelanzapfung in den seltensten Fällen der elektrischen Mitte entspricht. (Bild 43).

Als Hauptverstärker können die verschiedensten Ausführungen zur Anwendung kommen. Für den Aufbau eines Studios ist jedoch zu empfehlen, diese Misch-Schaltung in Verbindung mit einem Steuerverstärker zu verwenden.

11. Endstufe mit Röhre EL 41

In Bild 44 finden wir eine einfache Endstufe mit praktisch ausgeführter Gegenkopplung aus dem Ausgangstransformator in die Kathodenleitung der Treiberröhre. Die Arbeitsweise dieser Schaltung wurde bereits im Abschnitt „Gegenkopplungen" besprochen. Interessant ist die Eingangs-

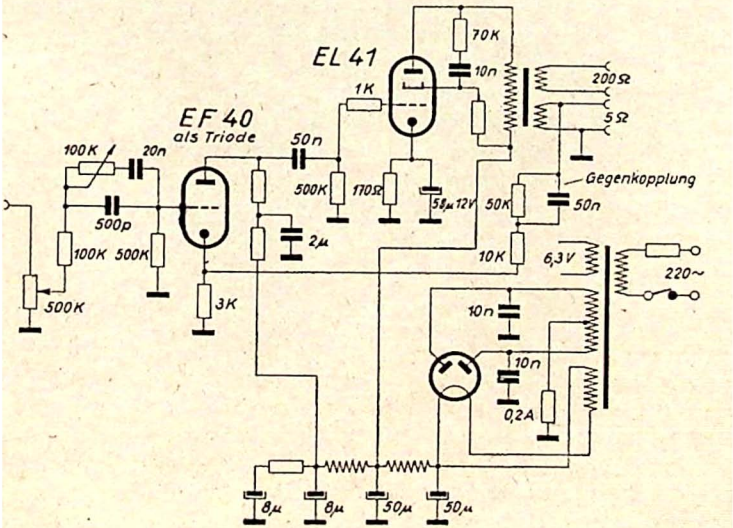


Bild 44

schaltung der Treiberröhre: hier liegt über den für Tonfrequenzen niedrigen Kondensatorwert 500 pF die Kombination 20 nF und Potentiometer 100 kOhm. Das Potentiometer arbeitet hier als veränderlicher Widerstand; ist durch die entsprechende Stellung des Schleifers der Widerstandswert voll erhalten, dann wird die Tonfrequenz den Weg über den Koppelkondensator 500 pF nehmen müssen und die „Bässe" werden unterdrückt. Diese Stellung bezeichnet man am besten mit „Sprache". Bei Kurzschluß-Stellung des Potentiometers wird aber der Koppelkondensator 20 nF wirksam und der ganze zur Verfügung stehende Tonfrequenzbereich wird übertragen = Stellung „Musik".

12. Zweikanalverstärker

Will man die einzelnen Tonfrequenzen gesondert verstärken, so kommt man zu dem sogenannten Zweikanalverstärker. In dem Prinzipschaltbild 45 wird nach der ersten Verstärkerröhre eine Trennung vorgenommen und die Tonfrequenz in dem oberen Kanal über die Röhre EBC 40 für die schnelleren Frequenzen weiterverstärkt, während die langsameren Tonfrequenzen in dem unteren „Tieftonkanal" verstärkt werden. Entsprechende Siebglieder und Gegenkopplungen linearisieren den Frequenzgang. (Bild 45).

E. Phasenumkehrstufen

Die Bedingung für die richtige Arbeitsweise von Phasenumkehrstufen mit Röhren ist, um einen niedrigen Klirrgrad zu erreichen, daß durch die Phasenumkehrung eine vollkommene Symmetrie erreicht wird. Die Forderung ist demnach: $U_1 = -(U_2)$. Aus der Formel geht hervor, daß die Anodenwechselspannung U_1 den gleichen Wert wie U_2 haben soll. Gegenüber dem Nullpunkt sollen sie jedoch verschiedene Richtung haben (180° Phasendrehung).

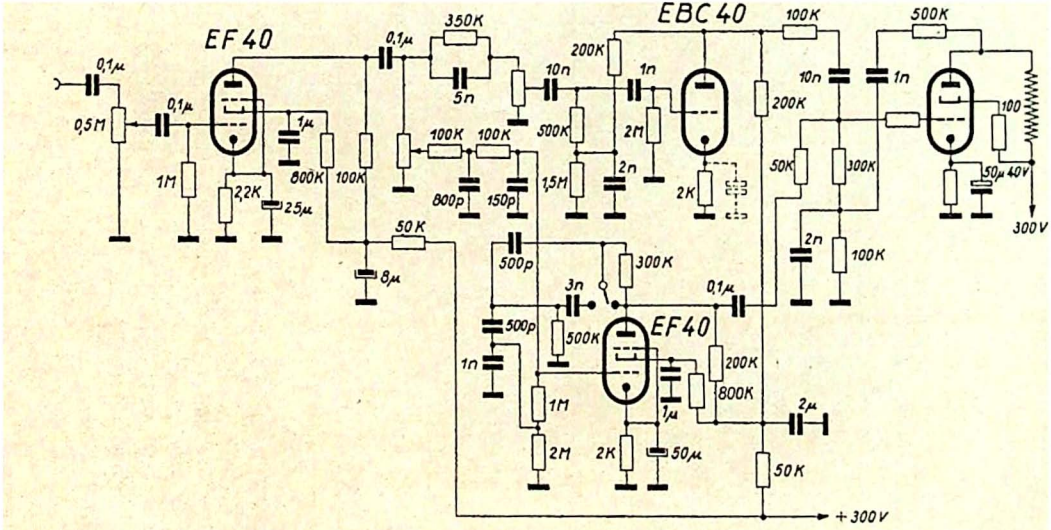

EF 40
EBC 40
EF 40
0,1µ
0,5M
1M
2,2K
2,5µ
1µ
800K
100K
0,1µ
350K
5n
100K
100K
800p
150p
50K
8µ
10n
200K
1n
500K
2M
1,5M
2n
2K
500p
300K
3n
0,1µ
500p
1n
500K
1M
2M
2K
50µ
1µ
200K
800K
2µ
50K
+300V
100K
500K
10n
1n
200K
50K
300K
2n
100K
100
50µ 40V
300V

Bild 45

Das Prinzipschaltbild einer Phasenumkehrstufe zeigt Bild 46 A. Die zur Ansteuerung der zweiten Röhre erforderliche Wechselspannung wird an einem Spannungsteiler im Anodenkreis der ersten Röhre abgegriffen. An diesem Spannungsteiler liegt ja die gesamte Wechselspannung und nimmt naturgemäß am Ende der Widerstandskette ab. Es läßt sich nun, wenn man die Widerstandskette veränderlich macht, ein Punkt

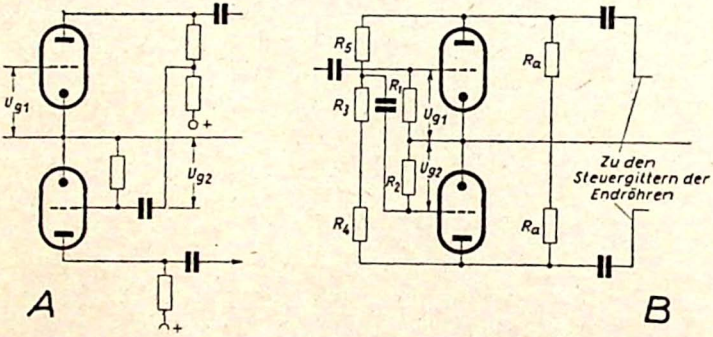


Bild 46

finden, an welchem wir an beiden Anoden die gleiche Wechselstromamplitude erreichen können. Nun kommt aber ein wesentlicher Nachteil hinzu, der dieser Schaltungsart anhaftet. Ändert sich nämlich durch Alterserscheinung die Steilheit der Röhren, so wird natürlich dadurch die geforderte Spannungsgleichheit an den beiden Anoden gestört. Die Folgeerscheinung davon ist, daß der Klirrgrad ansteigt und die Verzerrungen wieder da sind. Damit wäre dann das, was man mit der Phasenumkehrung vermeiden wollte, wieder vorhanden: hoher Klirrgrad bei starken Verzerrungen. Die Schaltungsart nach Bild 46 B vermeidet diese Verzerrungen durch Alterserscheinungen der Röhren. Ändert in dieser Schaltung eine Röhre ihren Steilheitswert, so wird die andere Röhre automatisch entsprechend anders angesteuert, so daß

im Ausgang der beiden Röhren wieder Spannungsgleichheit herrscht.

1. Phasenumkehrung mit Röhre EDD 11

Eine sehr elegante Lösung zur gegenphasigen Ansteuerung einer Gegentakt-Endstufe stellte die Phasenumkehrung mittels Röhren dar. Bild 47 zeigt das genaue Schaltbild. Zunächst betrachten wir die obere Hälfte der Doppel-Triode. Die Tonfrequenzspannung gelangt über den Kondensator 10 nF an das Gitter. An der Anode entsteht durch die bereits erwähnte

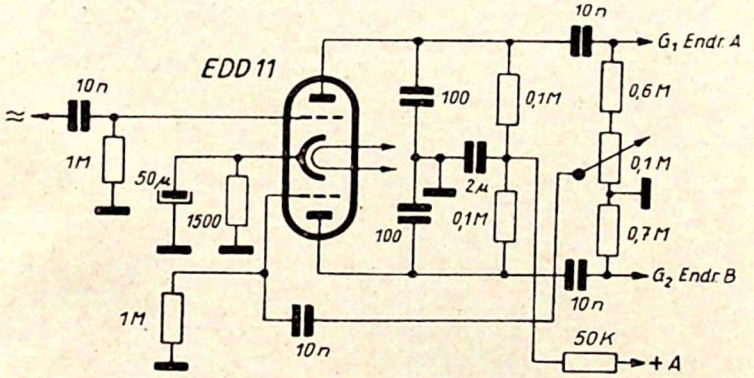


Bild 47

Phasendrehung innerhalb der Röhre eine um 180° phasenverschobene Spannung. Hinter dem Trennkondensator 10 nF befindet sich in diesem Zweig ein Spannungsteiler, bestehend aus dem Festwiderstand 0,6 MOhm und dem regelbaren Widerstand 0,1 MOhm. An dem veränderlichen Widerstand greifen wir nun einen Teil der Niederfrequenzspannung ab und führen diese Spannung dem anderen System der Doppeltriode zu. Hier wiederholt sich wieder die Phasendrehung zwischen Gitter und Anode, so daß am zweiten Trennkondensator 10 nF die gewünschte gegenphasige Spannung entsteht.

Die Punkte G_1 und G_2 weisen nunmehr die geforderte Phasenverschiebung auf. Bedingung für das genaue Arbeiten dieser Schaltung ist natürlich, daß nicht nur die Phasenlage richtig ist, sondern daß auch die Amplituden an den beiden Bezugspunkten G_1 und G_2 den gleichen Wert haben.

Zunächst benötigen wir zum Einstellen der Stufe irgendeinen Tongenerator (Röhrensummer, Schwebungssummer, Grid-Dipper usw.), der eine entsprechende Tonfrequenzspannung an den Tonfrequenzeingang legt. Legen wir nun an den Punkt G_1 ein Tonfrequenzmeßgerät, so wird der Zeiger einen bestimmten Wert anzeigen. Dieser Spannungswert muß natürlich auch am Punkt G_2 vorhanden sein. Wir legen das Meßinstrument nun an diesen Punkt und regeln an dem Widerstand 0,1 MOhm den entsprechenden Spannungswert ein. Durch Vergleichsmessungen an beiden Punkten überzeugen wir uns noch einmal, ob nun auch tatsächlich vollkommene Spannungsgleichheit herrscht. Ist dieses der Fall, so ist die Anordnung betriebsbereit. (Die Phasenlage wird von dem Meßgerät nicht angezeigt).

Für den Regelwiderstand wird man eine billige Ausführung mit Schraubenziehereinstellung wählen. Der vorstehend geschilderte Abgleich wird nur einmal vorgenommen. Die Belastung der Anodenwiderstände 0,1 MOhm beträgt in diesem Falle 1 Watt. Selbstverständlich kann man für die Röhre EDD 11 auch moderne Röhren (z. B. ECC 40) verwenden. Lediglich der Kathodenwiderstand bzw. die beiden Anodenwiderstände sind evtl. den Daten der anderen Röhre anzupassen. Die Wiedergabequalität dieser Anordnung ist ausgezeichnet. Auch dürfte der einfache und solide Aufbau der Schaltung keine besonderen Schwierigkeiten bereiten. Als Spezialröhre der Noval-Technik wurde die Röhre ECC 83 für Phasenumkehrstufen entwickelt. Der hohe Verstärkerfaktor von 70 dieser Röhre gestattet es, die ECC 83 auch bei niedrigem Signal-Pegel einzusetzen. Der System-Aufbau ist mikrofoniesicher. Beide Trioden sind elektrisch und konstruktiv

gleich ausgeführt. Die innere Abschirmung ist sehr sorgfältig ausgebildet, so daß diese Röhre für alle möglichen Schaltungen Verwendung finden kann. Bild 48 zeigt eine Phasenumkehrstufe, die eine hohe Ausgangsspannung bei geringem Klirrfaktor liefert. Die Kathoden liegen an einem gemeinsamen, nicht überbrückten Kathodenwiderstand. Durch die hohe negative Gittervorspannung ist es möglich, das Gitter der ECC 83 direkt an die Anode der Vorröhre anzuschließen,

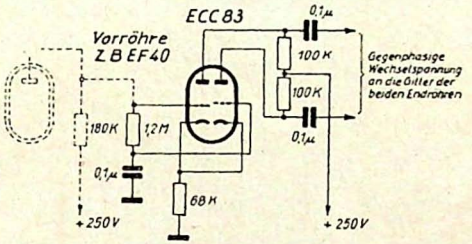


Bild 48

d. h. ohne Trennkondensator. Auch bei dieser Schaltung ist die gegenphasige Ausgangsspannung mit Hilfe der beiden Außenwiderstände je 100 kOhm auf Symmetrie abzugleichen. Gegebenenfalls ist der Widerstandswert des einen Anodenzweiges zu verändern. Bedingung ist, um es noch einmal zu betonen, daß an den beiden Koppelkondensatoren von 0,1 mF die gleiche Tonfrequenzspannung vorhanden ist. Das Verfahren zur Einregelung wurde bereits bei Besprechung der Phasenumkehrstufe mit der Röhre EDD 11 besprochen.

Eine ähnliche Schaltung mit der gleichen Röhre zeigt Bild 49. Diese Schaltung liefert zwar einen etwas größeren Verstärkungsgrad; man muß jedoch einen entsprechend größeren Klirrgrad mit in Kauf nehmen. Wichtig ist, daß die Widerstände Ra und Ra1 den gleichen Ohmschen Wert haben. Ra1 und RK ergeben zusammen den Außenwiderstand Ra. Wählt

man z. B. Rk mit 2 kOhm und Ra1 mit 68 kOhm so wird Ra 70 kOhm. Da bei dieser Schaltung die Symmetrie der Schaltung automatisch gegeben ist, wird auch die gegenphasige Wechselspannung an den beiden Koppelkondensatoren die gleiche NF-Amplitude aufweisen.

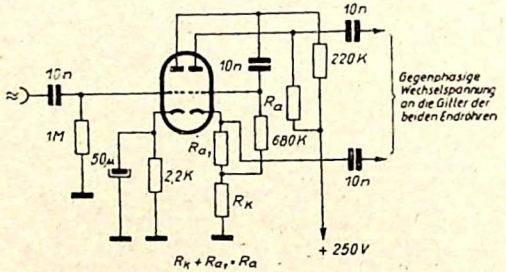


Bild 49

2. Die ECC 40 und ECC 85 als Phasenumkehrröhre

Eine ebenfalls sehr leicht aufzubauende Phasenumkehrschaltung mit der Röhre ECC 40 zeigt Bild 50. Beide Kathoden liegen über einen gemeinsamen, nicht überbrückten Widerstand an Masse. Ein Teil der im System I verstärkten Spannung wird über den Spannungsteiler 110/120 kOhm und 47 kOhm dem Gitter des zweiten Systems zugeführt. An den

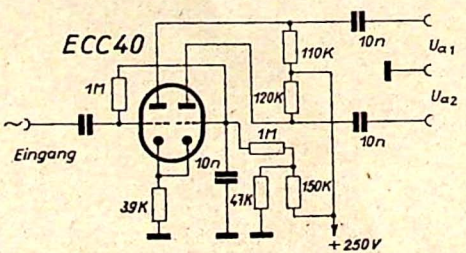


Bild 50

beiden Anoden steht dann für die Gegentakt-Endstufe die geforderte gegenphasige Wechselspannung zur Verfügung.

Will man den Frequenzgang eines Verstärkers korrigieren, so besteht eine sehr wirksame Entzerrungsmöglichkeit durch die sogenannten Gegenkopplungen. Grundsätzlich unterscheidet man nach ihrer Art die Strom- bzw. die Spannungsgegenkopplung. Im Prinzip stellt die Gegenkopplung eine negative Rückkopplung dar. Hierbei ist zu beachten, daß zwischen Gitter und Anode eine Phasendrehung von 180^0 stattfindet; desgl. zwischen Kathode und Gitter. Dagegen sind Kathode und Anode wieder gleichphasig. Wenn man diese Tatsachen berücksichtigt, wird die Art der Gegenkopplung ohne weiteres verständlich und man weiß auch, wo die entsprechenden Korrekturglieder liegen müssen. (Siehe weiter oben).

Macht man die Rückkopplung bzw. Gegenkopplung vom Anodenstrom abhängig, so spricht man von der Stromgegenkopplung, während der entgegengesetzte Fall als Spannungsgegenkopplung bezeichnet wird.

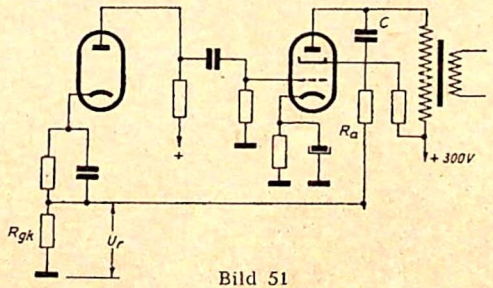


Bild 51

Nach Bild 51 wird ein Teil der Anodenwechselspannung über den Kondensator C und den Widerstand Ra an den Kathodenwiderstand der Vorröhre zurückgeführt. An dem Widerstand Rgk entsteht nun die Gegenkopplungsspannung, deren Höhe von den Widerständen bzw. Kondensatoren des

Gegenkopplungskreises abhängig ist. Man hat es so in der Hand, durch geeignete Bemessung der Einzelteile die Gegenkopplung frequenzunabhängig zu machen.

Bei der Stromgegenkopplung wird beispielsweise der Kathodenwiderstand der Treiberröhre unterteilt, wobei nur der untere Teil mit einem Kondensator überbrückt wird. Greifen wir nun an diesen Kathodenwiderständen eine entsprechende Gegenkopplung ab und führen diese dem um 180^0 phasenverschobenen Gitter zu, so werden die vorhandenen Verzerrungen gegenphasig entzerrt.

Gegenkopplungen haben einen starken Leistungsverlust zur Folge, so daß für eine genügende Verstärkung zu sorgen ist.

Die Gegenkopplung kann auch von Anode der Endröhre zur Anode der Treiberröhre erfolgen. Diese Schaltung ist besonders einfach und erfreut sich allgemeiner Beliebtheit. Bild 52 zeigt diese Art der Gegenkopplung.

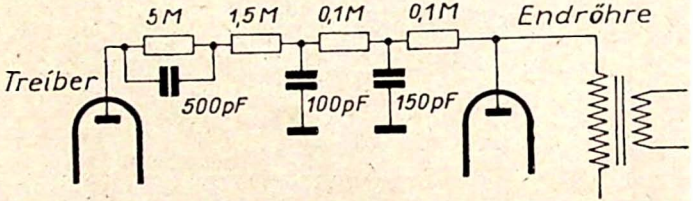


Bild 52

Beispiel für einen Gegenkopplungsweg in einer transformatorengesteuerten Gegentakt-Endstufe zeigt Bild 53. Hier erfolgt die Gegenkopplung von der Anode zurück zum Gitter. Der Eingangsübertrager muß für diese Schaltung getrennt herausgeführte Mittenanschlüsse haben.

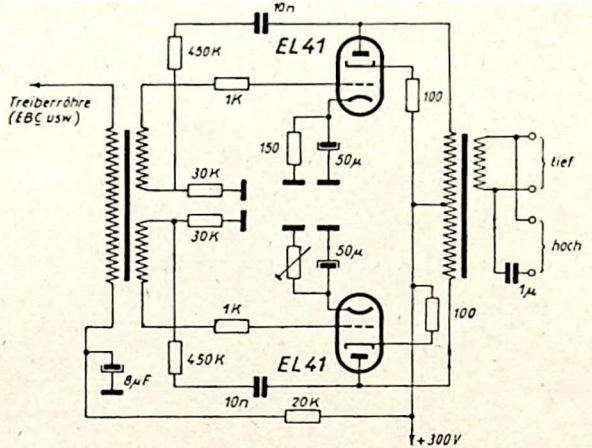


Bild 53

3. Entzerrerschaltung

In modernen Tonfrequenzverstärkern findet man heute statt der einfachen Tonblenden getrennte Regelorgane für Tiefen- und Höhenregelung. In Bild 54 ist eine Niederfrequenz-Verstärkerstufe mit einer sogenannten Breitbandentzerrung gezeigt. Der Widerstand 1,5 Megohm in Verbindung mit dem Widerstand 30 kOhm bildet für die von der Vorröhre kommende Tonfrequenz einen Spannungsteiler. Der

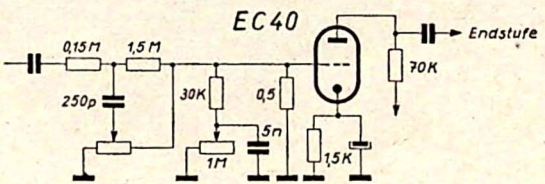


Bild 54

Regelwiderstand für die „Tiefen" in Verbindung mit dem parallel hierzu liegenden Kondensator 5 nF wird für die mittleren und hohen Frequenzen keinen großen Einfluß haben, da der Scheinwiderstand des 5-nF-Kondensators für diese Frequenzen kaum ins Gewicht fällt.

Die Wirkung des „Höhen"-Reglers ist ähnlich: Durch Änderung der Potentiometereinstellung wird der Kondensator 250 pF den Widerstand 1,5 Megohm, der hier als Dämpfungswiderstand wirksam ist, überbrücken. Dieser Kondensator bildet für die schnellen Frequenzen keinen so hohen Widerstand als der Dämpfungswiderstand und so erscheinen die hohen Töne gegenüber den Mittellagen am Gitter der nächsten Verstärkerröhre entsprechend stärker. Betätigt man den Regler nach dem erdseitigen Ende zu, so wird sich eine Beschneidung der hohen Töne einstellen; der Regler ist in diesem Falle als Tonblende wirksam.

In der Praxis sind die Werte der beiden Kondensatoren (250 pF und 5 nF) auszuprobieren, um den günstigsten Regelbereich zu ermitteln. Die Koppelkondensatoren spielen hier eine entscheidende Rolle. Zweckmäßigerweise werden die Kondensatoren nicht höher als 10 nF gewählt.

Bei der Einstellung und Ermittlung des Frequenzganges wird ein Schwebungssummer zu Hilfe genommen. Mittels Röhrenvoltmeter wird die Ausgangs- und Eingangsspannung gemessen. Bei konstanter Eingangsspannung für die verschiedenen Tonfrequenzen wird der Spaltungsabfall für die einzelnen Tonlagen an dem Verstärkerausgang gemessen und die Dämpfung für die einzelnen Tonlagen ermittelt. So ist es möglich, eine ideale Verstärkungskurve zu erstellen, die für alle in Frage kommenden Fälle der Praxis anwendbar ist.

4. Verstärker mit Modulationsclipper

Bekanntlich interessiert im Amateurverkehr nicht so sehr die Wiedergabe der tiefsten und der höchsten Tonfrequenzen, sondern es kommt darauf an, das eigentliche Sprachspektrum

von etwa 300 bis 3000 Hz zu übertragen. Es ist daher leicht einzusehen, daß, wenn man die ganze Modulationsverstärkung in dieses Frequenzband legt, der Sender durch Fortfall der sowieso störenden Bässe und Höhen viel stärker ausmoduliert werden kann.

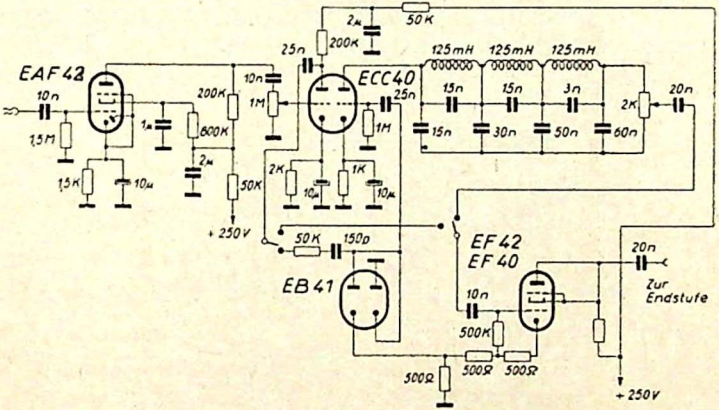


Bild 55

Bild 55 zeigt eine praktische erprobte Schaltung. Der Wirkungsgrad dieser Schaltung beruht vor allen Dingen in dem Tiefpaßfilter, in dem sämtliche Grund- und Oberwellen über 3000 Hz unterdrückt werden. Die ebenfalls durch die Schaltung unterdrückten .bzw. abgeschnittenen Tonfrequenzen werden durch die Duodiode EB 41 auf einen gleichmäßigen Spannungswert gebracht. Spannungsspitzen werden abgeschnitten. Das nunmehr auf einen gleichen Amplitudenwert gebrachte Sprachgemisch wird der Treiberstufe zugeführt, um von dort aus über den Endverstärker zur Modulation des Senders zu dienen.

In Autoempfängern wurden oft Gegentaktausgangsstufen mit der Spezialröhre EDD 11 verwendet, um Anodenstrom

aus der Batterie zu sparen. Es handelt sich hier um einen C-Verstärker. Wie in dem Abschnitt „Klasse C-Verstärkung" besprochen, benötigt die Endstufe eine größere Ansteuerung. Die Zwischenschaltung einer Treiberröhre ist erforderlich. Im Bild 56 ist die Schaltung wiedergegeben. Die notwendige hohe Gittervorspannung von −6,3 Volt wird direkt aus der Autobatterie gewonnen. Zur Klangverdunkelung ist der Kondensator 5 nF einzuschalten.

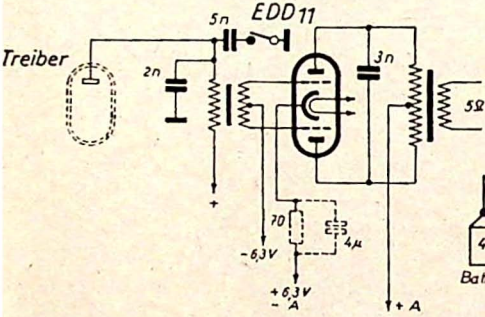


Bild 56

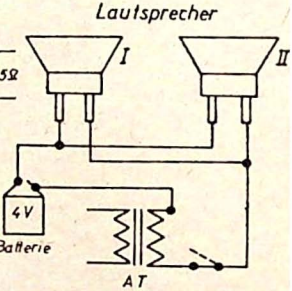


Bild 57

Größere Verstärkeranlagen wird man fast ausschließlich mit zwei oder besser noch mit mehreren — in der Eigenresonanz verschiedenen — Lautsprechern ausrüsten. Hierbei ist es nun wichtig, daß die Lautsprecher alle in Phase liegen, d. h. wenn eine Membrane eingezogen wird, alle anderen Systeme sich ebenfalls im Einzug befinden müssen. Mit einer Taschenlampenbatterie und der Schaltanordnung nach Bild 57 ist diese Einstellung sehr leicht durchzuführen. Schließt man den Schalter, so wird z. B. die Membrane des Lautsprechers I angezogen; wird die Membrane des Lautsprechers II abgestoßen, so ist eine Umpolung vorzunehmen. Für alle anderen Lautsprecher gilt diese Vorschrift sinngemäß.

F. Die Röhre als Meßgerät

1. Röhrenvoltmeter mit Magischem Auge

Ein gutes und handliches Röhrenvoltmeter läßt sich gut mit dem „Magischen Auge" aufbauen. Abstimmanzeigerröhren sind in dieser Betriebsart äußerst robust und zuverlässig. Außerdem fällt die Zeigerträgheit des Meßgerätes nicht ins Gewicht. Das kleine Meßgerät will natürlich keinen Anspruch auf Absolutwerte erheben, hier ist die Domäne des Röhrenvoltmeters —, es vermag aber bei der Fehlersuche und auch beim Abgleich von Empfängern sehr gute Dienste zu leisten. Die Schaltung zeigt Bild 58. Der Materialaufwand ist äußerst gering und die Schaltung derart einfach, so daß sich eine nähere Beschreibung erübrigen dürfte.

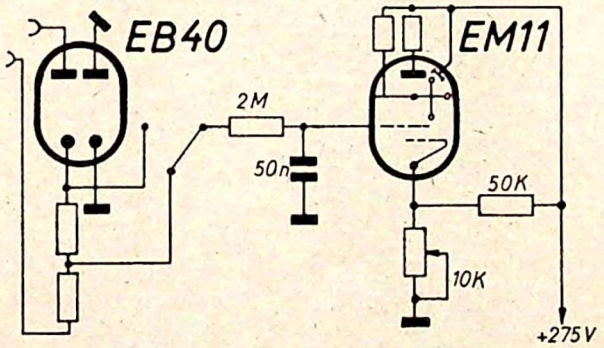


Bild 58

Bekanntlich ändert sich der Schattenwinkel des Leuchtsystems der Röhre beim Anlegen einer positiven Spannung. Ruft z. B. eine bestimmte Spannung einen bestimmten Schattenwinkel des Leuchtsystems hervor, so kann mit dem Gittervorspannungsregler von 10 kOhm der Schattenwinkel wieder auf 0^0 eingestellt werden. Mit dem Regler kann jeder

Spannungswert genau erfaßt werden. Versieht man den Drehknopf mit einer Skala und Zeiger, so kann jeder Spannungswert leicht abgelesen und ermittelt werden. Die unterste Grenze der meßbaren Spannung dürfte bei 1 Volt liegen. Zur Eichung werden die Eingangsbuchsen kurzgeschlossen. Mit dem Regler wird auf „Haarstrich" des Leuchtsektors eingestellt. Der so ermittelte Punkt ist der elektrische Nullpunkt. Durch Anlegen bekannter Spannungen (z. B. die verschiedenen Heizspannungen aus einem Röhrenprüfgerät) kann nun die Eichung sehr genau durchgeführt werden. Eine weitere Anwendungsmöglichkeit des kleinen Meßgerätes besteht in der Verwendung als Aussteuerungskontrolle, z. B. in Verstärkern oder bei Tonbandaufnahmen. Auch kann es als S-Meter in Kurzwellenempfängern gute Dienste leisten. In letzterem Falle wird am zweckmäßigsten die Regelspannung gemessen.

2. Richtverstärker – Röhrenvoltmeter

Ein außerordentlich robustes Meßgerät läßt sich nach Bild 59 aufbauen. Die Unterteilung der Spannungsbereiche erfolgt durch Änderung der Gittervorspannung. Gemessen werden können Gleich- und Wechselspannungen.

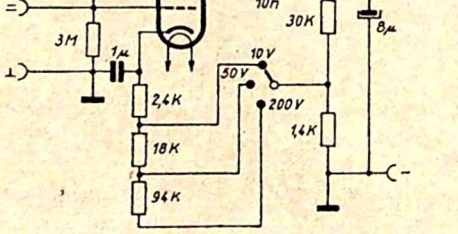


Bild 59

Zur Messung von Kleinstspannungen eignet sich besonders die Schaltung Bild 60. Um direkt an die Meß-Stelle mit der Prüfspitze zu kommen, wird die Gleichrichterröhre in einem gesonderten Tastkopf, der mit einem abgeschirmten Kabel

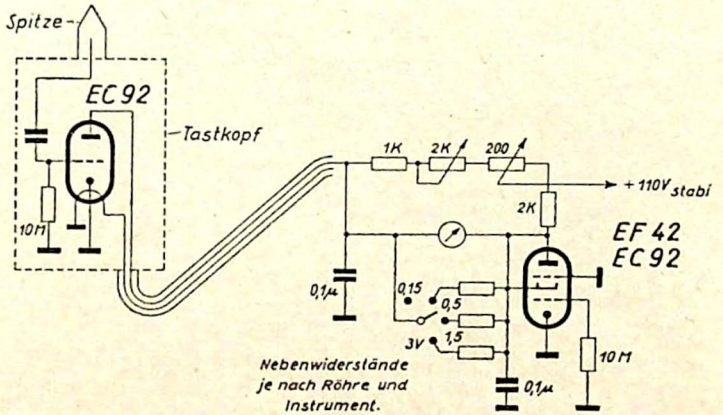


Bild 60

mit dem eigentlichen Meßgerät verbunden ist, untergebracht. Die Nebenschlußwiderstände zum Instrument richten sich nach dem Eigenverbrauch des Meßwerkes.

3. Röhrenvoltmeter mit Eingangsspannungsteiler

Eine recht interessante Schaltung wurde von der Firma Hytron, USA, entwickelt. Durch einen geschickt bemessenen Spannungsteiler werden die Gitterströme, die gewöhnlich bei Röhrenvoltmetern mit hohen Anodenströmen und hochohmigen Gitterwiderständen störend sind, wirkungsvoll vermieden. Der Trick dieser Anordnung liegt darin begründet, daß die Gitterwiderstände beider Röhren in jeder Stellung gleich sind; die Wirkung der Gitterströme hebt sich aus diesem Grunde auf. Durch geschickte Überlegung beim Entwurf des Gerätes

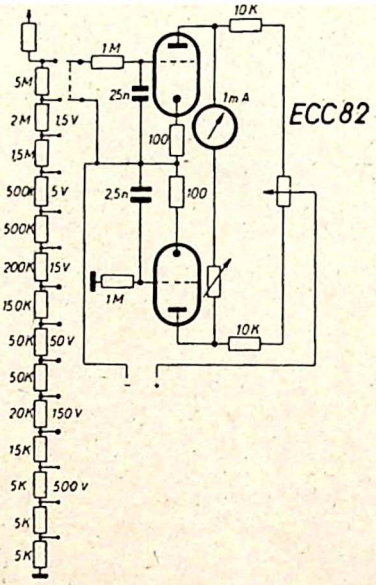


Bild 61

konnten die Widerstandswerte so bemessen werden, daß keine „krummen Werte" notwendig wurden. (Radio-Electronics, 1953). Bild 61.

4. Der Multivibrator

Bedingung für die Arbeitsweise eines Multivibrators ist die Forderung nach großem Oberwellenreichtum. Der Frequenzbereich soll von der Niederfrequenz bis 25 MHz reichen. Als Oszillator finden wir nach Bild 62 eine Doppeltriode. Statt der Schwingungskreise wurden hier Widerstandsanordnungen genommen, bei denen das Gitter des einen Systems kapazitiv mit der Anode des anderen Systems gekoppelt ist. Für die Grundfrequenz sind die Außenwiderstände und die

Koppelkondensatoren bestimmend. Je nach Röhre und gefordertem Frequenzbereich sind diese Werte einzeln zu ermitteln. Das Filter im Ausgangskreis kann aus einem 465 kHz Bandfilter hergestellt werden. Die Kopplung der beiden Kreise soll extrem fest sein. Um die beiden Kreise breitbandig zu machen, sind den Kreisen Widerstände parallel ge-

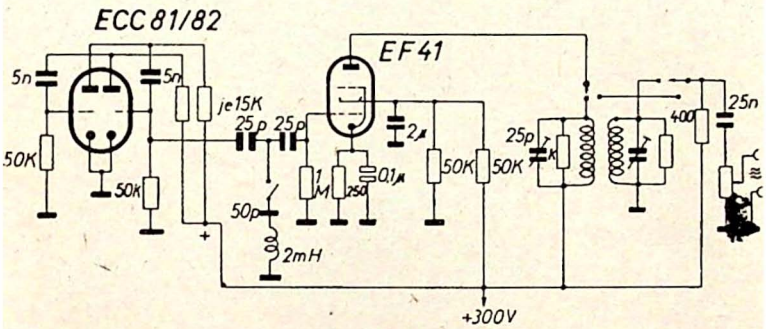


Bild 62

schaltet. Für den praktischen Aufbau sei noch hervorgehoben, daß die Röhre II von dem Schwingsystem abzuschirmen ist. Desgleichen erhält der Ausgangsspannungsregler seinen besonderen Abschirmbecher.

Die notwendigen Einzelteile sind handelsübliche Bauelemente. Manche Bastelkiste wird zum Aufbau des Gerätes das notwendige Material liefern können.

5. Grid-Dipper

Es sind in den letzten Jahren sehr viele Meßgeräte auf den Markt gebracht worden; von allen Geräten aber hat sich der „Grid-Dipper" einen besonderen Platz erobert. (Grid = Gitter, dip = plötzlicher Zeigerrückgang). Dieses Universalmeßgerät ist leicht und außerordentlich preiswert aufzubauen. Die Arbeitsweise des Gerätes beruht darauf, daß der Oszillatorkreis des Gerätes — hier die Spule — mit

einer anderen Spule induktiv gekoppelt wird. Beim Durchdrehen des Abstimmungskondensators wird auf die Frequenz des zu untersuchenden Schwingkreises abgestimmt; im Resonanzfall tritt der bekannte „Dip" auf. Aus der Schärfe des „dip" kann auch der Gütewert „Q" des zu messenden Kreises ermittelt werden. Für Präzisionsmessungen ist das Gerät naturgemäß nicht bestimmt, genügt aber allen in der Amateurpraxis vorkommenden Ansprüchen.

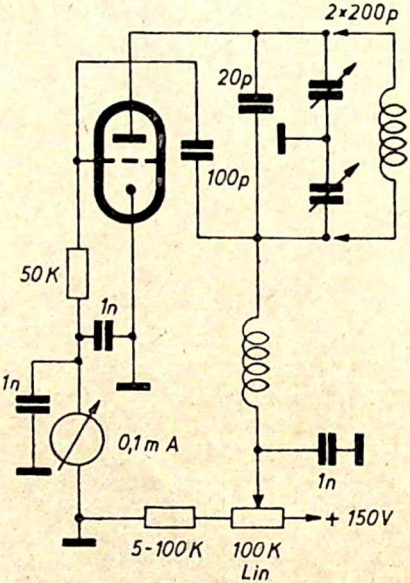


Bild 63

Betrachten wir uns die Schaltung nach Bild 63, so finden wir eine Schwingkreisschaltung mit kapazitivem Spannungsteiler (Colpittsschaltung). Als Abstimmkondensator findet ein Zweifachkondensator von etwa 2×200 pF Anwendung. Die Mittelachse wird geerdet.

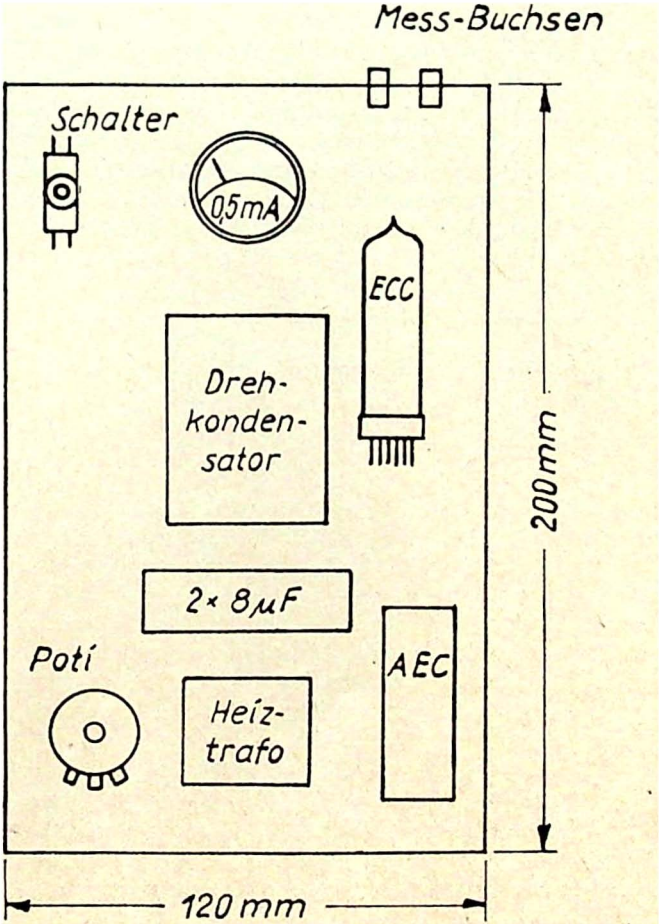

Mess-Buchsen
Schalter
0,5mA
ECC
Dreh-
konden-
sator
2× 8µF
Poti
Heiz-
trafo
AEC
200mm
120 mm

Bild 64

Den praktischen Aufbau des Gerätes zeigt Bild 64. Wir erkennen, daß die Oszillatorröhre unmittelbar neben dem Abstimmdrehkondensator auf einem kleinen Winkel montiert ist. Die Verbindung zu den außenliegenden Steckspulen soll möglichst kurz sein. Zweckmäßigerweise wird das Gerät auf einer Pertinaxplatte montiert; durch Einsetzen von Lötösen läßt sich so sehr gut eine einwandfreie mechanische Verdrahtung durchführen. Diese Platte wird endgültig in einem Metallgehäuse untergebracht. Die komplette Abschirmung des Gerätes ist zur Vermeidung der Handempfindlichkeit unbedingt erforderlich

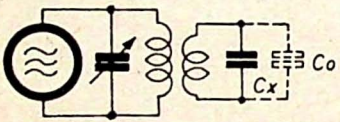


Bild 65

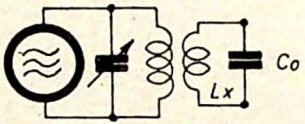


Bild 66

Mit diesem Gerät läßt sich auch die Messung von Kondensatoren durchführen. Bild 65 zeigt das Prinzipschaltbild. Der unbekannte Kondensator wird mit einem entsprechenden Abstimmkreis lose an den Schwingkreis des Oszillators gekoppelt. Beim „dip" liest man den entsprechenden Frequenzwert ab und tauscht dann den unbekannten Kondensator mit einem geeichten Normalkondensator aus; die Ermittlung der neuen Resonanzfrequenz erfolgt wie folgt beschrieben. Nach der Formel

$$Cx = \frac{25330}{F^2 \cdot C} \text{ (MHz, pF).}$$

Die Bestimmung der Selbstinduktion einer unbekannten Spule erfolgt nach der gleichen Art, nur wird hier als Bezugspunkt ein geeichter Normalkondensator verwendet. Nach der Formel

$$Lx = \frac{25350}{f^2 \cdot C} \text{ (mH, pF, MHZ)}$$

kann man die Selbstinduktion errechnen. Nach Bestimmung der Grundfrequenz läßt sich die Eigenresonanz ohne Parallelkondensator ausmessen. (Bild 66.)

Über den kleinen Koppelkondensator von 1—2 pF läßt sich die Oszillatorstrahlung sehr genau in einem Empfänger abhören. Kurzwellenempfänger mit einem großen, in mehreren Stufen unterteilten Frequenzbereich, eignen sich besonders für die Frequenzbestimmung. (Zweiten Überlagerer einschalten!) Zweckmäßig wäre es jedoch, das Meßgerät bei Verwendung als Meßsender mit einem kleinen Tonfrequenzgenerator zu modulieren. Hierfür genügt ein kleiner Glimmlampensummer vollkommen. Die Modulation kann der Oszillatorröhre als Anoden- oder Gittermodulation zugeführt werden.

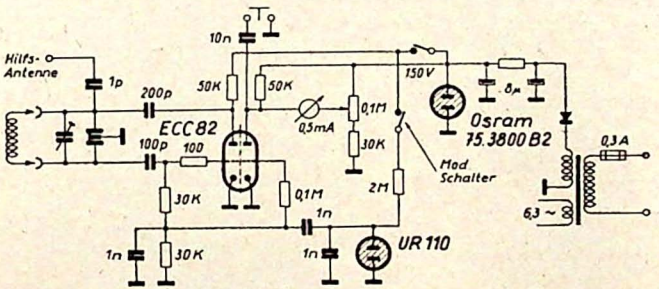


Bild 67

Eine im praktischen Betrieb erprobte Schaltung und auch vom Deutschen Amateur-Radio-Club als Standardgerät bezeichnete Schaltung bringt Bild 67. Das Grundelement, der schwingende Colpittkreis, ist auch hier wieder vorhanden. Lediglich das Meßinstrument liegt im Kreis des zweiten Systems der Doppelröhre ECC 82. Hierdurch ist es möglich, ein weniger empfindliches Instrument zu verwenden und die direkte Beeinflussung des Oszillatorkreises durch Änderung

des Potentiometers wird sicher vermieden. Die Modulationsspannung wird hier über einen entsprechenden Spannungsteiler dem Gitter des Systems II zugeführt. Bei der praktischen Arbeit ist darauf zu achten, daß der Schwingkreis des Oszillators mit dem zu untersuchenden Kreis so lose wie nur irgend möglich gekoppelt wird. Feste Kopplung kann ein Abreißen der Schwingungen zur Folge haben.

Besonders bewährt hat sich dies kleine Meßgerät auch bei der Anpassung und Abgleichung von Sendeantennen. Die Speiseleitung wird für diese Messung vom Sender getrennt und mit einem Kurzschlußbügel kurzgeschlossen. Dieser Kurzschlußbügel wird nun mit dem Schwingungskreis gekoppelt und die Eigenresonanz ermittelt. Zweckmäßigerweise hört man den Schwebungston im Empfänger mit ab, um in jedem Falle die tatsächliche Betriebswelle eingestellt zu haben. Diese Prüfart sei besonders für nicht im Strombauch angekoppelte Antennen empfohlen, die über den kleinen Koppelkondensator erregt werden. Durch den Anschluß der Antenne kann der Schwingungskreis selbst erheblich verstimmt werden, sodaß eine Kontrolle im Empfänger auf jeden Fall erfolgen sollte.

G. HF-Gleichrichtung, Regelspannungserzeugung

1. Automatische Lautstärkeregelung

Moderne Empfänger arbeiten heute ausschließlich mit Diodengleichrichtung; elektrisch verbunden damit ist ebenfalls eine automatische Lautstärkeregelung (ALR, AVC). Die Arbeitsweise ist praktisch gleich einer Netzgleichrichterröhre. Lediglich der Ladekondensator hat hier ganz niedrige Werte; wir wollen ja Tonfrequenz und keinen technischen Wechselstrom gleichrichten. An der rechten Diodenseite wird die Tonfrequenzspannung erzeugt. Die von der Diode gleichgerichtete Hochfrequenz erzeugt am Belastungswiderstand

0,2 M einen Spannungsabfall. Diese Spannungsschwankungen werden über den Kondensator 10 nF dem Niederfrequenzverstärker zugeführt. Zu beachten ist, daß der Ableitwiderstand an der Kathode liegt, die Diode arbeitet ohne negative Vorspannung. Eine Vorspannung an dieser Diodenstrecke würde den Empfänger für leise Stationen unempfindlich machen, da die Diode bei entsprechender Vorspannung noch nicht anspricht. (Bild 68.)

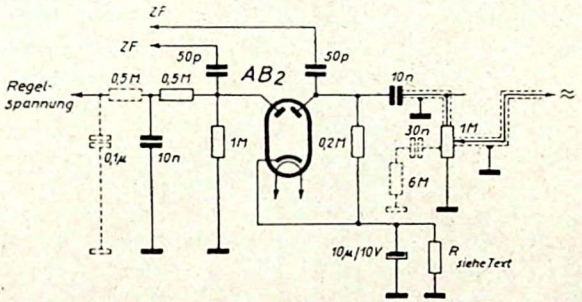


Bild 68

Anders liegen die Verhältnisse an der linken Diodenstrecke. Hier wird die gewonnene Gleichspannung als Regelspannung (= automatische variable Gittervorspannung der Vorröhre) für die vorhergehenden Röhren verwendet. Würde auch diese Diode ohne Vorspannung arbeiten, so treten schon bei den geringsten Amplituden Regelspannungen auf, der Empfänger wird unempfindlich, da die Vorröhre durch Erhöhung der Gittervorspannung weniger Verstärkung liefert. Mit dem Kathodenwiderstand R wird die notwendige Vorspannung erzeugt. Normalerweise arbeitet man mit einer Vorspannung von rund 2 Volt.

Selbstverständlich kann auch die Niederfrequenz-Vorverstärkerröhre mit in die Regelung eines Empfängers einbezogen werden. Man spricht in diesem Falle von der Vorwärtsregelung.

In der Praxis wird man die Röhre, die vor dem HF-Gleichrichter arbeitet, nicht mehr mit voller Regelung arbeiten lassen, um eine Verzerrung bzw. Übersteuerung zu vermeiden. In reinen Kurzwellenempfängern wird auch die Mischröhre nicht mitgeregelt, da durch die Regelung sich naturgemäß die physikalischen Eigenschaften der Röhre ändern; dieses würde aber zu Frequenzverwerfungen führen, die bei einem hochgezüchteten Kurzwellenempfänger nicht tragbar sind.

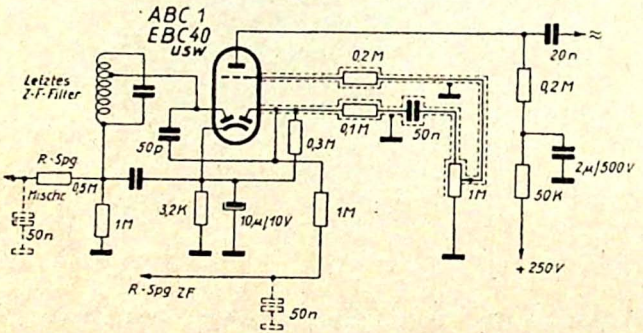


Bild 69

Will man die Hochfrequenzgleichrichtung und Niederfrequenzvorverstärkung aus Ersparnisgründen in einer Röhre betreiben, greift man zu den Verbundröhren. (ABC 1, EBC 40, EABC 80, EBF 85 usw.) Im Prinzip kommen alle Schaltelemente immer wieder vor. Vergleichen wir die Gleichrichtung bei der Röhre AB 2 mit der Schaltung Bild 69, so finden wir auch hier wieder dieselben Verhältnisse. Die Signaldiode erhält keine Vorspannung: der Ableitwiderstand liegt am Kathodenkondensator. Die Regelspannungsdiode ist um den Betrag, der sich an dem Kathodenwiderstand als Spannungsabfall einstellt, negativ vorgespannt. (Der Ableitwiderstand liegt über dem letzten Filterkreis mit 1 MOhm an Masse.)

Über die Vorspannungserzeugung herrschen immer wieder Unklarheiten, daher sollen hier noch einmal die Verhältnisse kurz umrissen werden: Maßgebend für die einzelnen Elektroden innerhalb des Röhrensystems ist in jedem Falle die Kathode, denn hiermit fängt der Elektronenstrom an. Der Punkt an der Kathode ist also immer Minus. Zum besseren Verständnis bezeichnen wir diesen Spannungspunkt mit Null. Liegt die Kathode nun über einem Widerstand gegen das eigentliche Nullpotential des Stromversorgungsteiles, so wird sich an diesem Widerstand, durch den ja der gesamte Elektronenstrom fließt (sonst wäre der Stromkreis ja nicht geschlossen), eine Spannungsdifferenz einstellen, die abhängig ist von dem Wert des Widerstandes und dem Stromfluß. (Ohmsches Gesetz!) Messen wir nun zwischen Stromversorgungspunkt Minus und der Kathode (natürlich bei eingeschalteter Röhre), so wird an der Kathode eine positive Spannung festgestellt. Drehen wir jetzt die Anordnung um und messen von der Kathode zum Minuspol, so stellen wir die Spannung von der Kathode aus gesehen als negative Spannung fest. In unserer Schaltung wird die linke Diode als Regelspannungserzeuger benutzt; der Ableitwiderstand liegt mit 1 MOhm an Masse. Da nun der äußere Bezugspunkt der Diode gegenüber der Kathode um den Betrag des Spannungsabfalls am Kathodenwiderstand eine Spannungsdifferenz aufweist, hat man die gewünschte „negative Vorspannung" erhalten.

In unserem Schaltbild erkennen wir außerdem noch eine andere Möglichkeit der Regelung der Vorröhren: die Mischröhre erhält die volle Regelspannung, während die Zwischenfrequenzverstärkerröhre nur eine schwächer dosierte Spannung erhält. (Vergl. hierzu auch die Anordnung bei der Röhre AB 2).

Eine weitere Hochfrequenzgleichrichtung, die besonders für Frequenzmodulation verwendet wird, zeigt Bild 70. Der letzte Zwischenfrequenzkreis besitzt sekundärseitig eine Gegentaktwicklung.

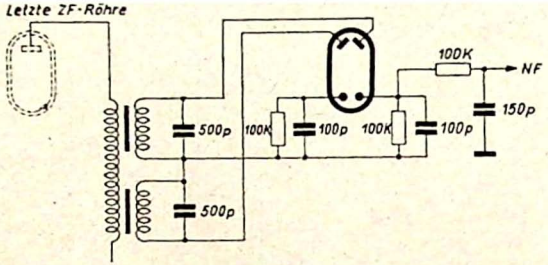


Bild 70

2. Schaltungen mit Trioden

Die moderne Hochfrequenztechnik auf den Ultrakurzwellen hat zur Verringerung des Eingangsrauschens besondere Schaltungsmaßnahmen notwendig gemacht. Die bekannteste Schaltungsart ist der Gitterbasis-Verstärker und die Cascode-Schaltung. Bild 71 zeigt eine Gegentakt-Gitterbasis-Schaltung. Gegenüber der Kathodenbasis-Schaltung ist bei dieser Schaltung eine Neutralisation nicht erforderlich, allerdings ist der Eingangswiderstand bedeutend kleiner. Die Spannungsüberhöhung ist geringer als bei der Kathodenbasisschaltung. Verzichtet man jedoch auf die Abstimmung des Gitterkreises, dann ist der kleinere Eingangswiderstand wieder von Vorteil.

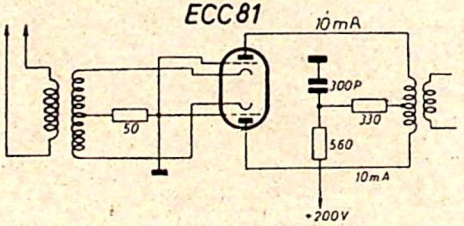


Bild 71

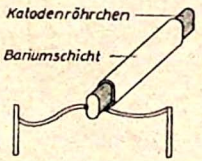


Bild 72

Die Kathodeninduktivität des Gitter- und Anodenkreises soll möglichst klein sein, um gute Verstärkungseigenschaften auf dem UKW-Bereich zu erzielen. Die Kathodeninduktivität setzt den Eingangswiderstand herab, weil sie eine Gegenkopplung bewirkt. Um diese Nachteile zu vermeiden, sind bei einigen modernen Röhren die Kathodenanschlüsse doppelt herausgeführt. Diese Anschlüsse liegen nun aber nicht am Anfang bzw. Ende des Kathodenröhrchens, sondern sind, wie in Bild 72 gezeigt, am gleichen Ende, nur an den gegenüberliegenden Seiten, montiert. Durch diese Maßnahme können Gitter- und Anodenkreis an je einen Anschlußpunkt der Kathode angeschlossen werden; die gemeinsame Induktivität wird hierdurch so klein wie möglich, da nur die eigentliche Kathodenschicht zu den beiden Schwingungskreisen gehört.

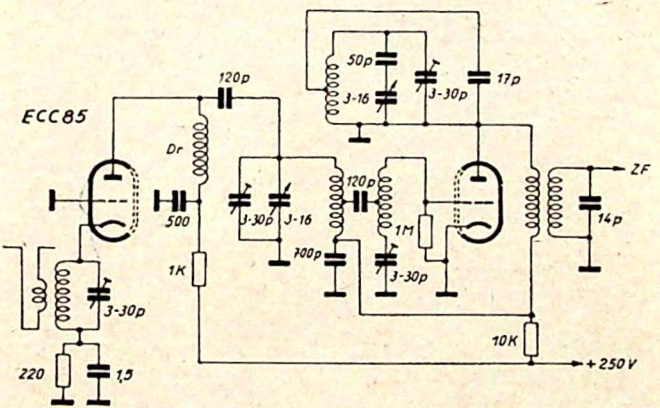


Bild 73

Eine weitere Schaltungsart mit Trioden auf dem UKW-Gebiet ist die Cascode-Schaltung nach Bild 73. In der angegebenen Schaltung arbeitet das eine System der Röhre — hier eine ECC 85 — als Kathoden-Basisverstärker und steuert das in Gitterbasis-Schaltung betriebene zweite System

der Röhre ECC 85. Der Anodenstrom der ersten Stufe fließt durch den Außenwiderstand der zweiten Stufe. Somit wirkt der Eingangskreis des zweiten Systems als rauschfreie Belastung für den ersten Kreis. Durch diese Schaltungsart erhält man die Verstärkungseigenschaften und Stabilität einer Pentode, aber nur den kleinen äquivalenten Rauschwiderstand einer Triode. Zur Erzielung des kleinsten Rauschfaktors — ohne Beeinträchtigung der Stabilität — dient die Neutralisationsspule Ln. Die Einstellung dieser Spule ist nicht kritisch,

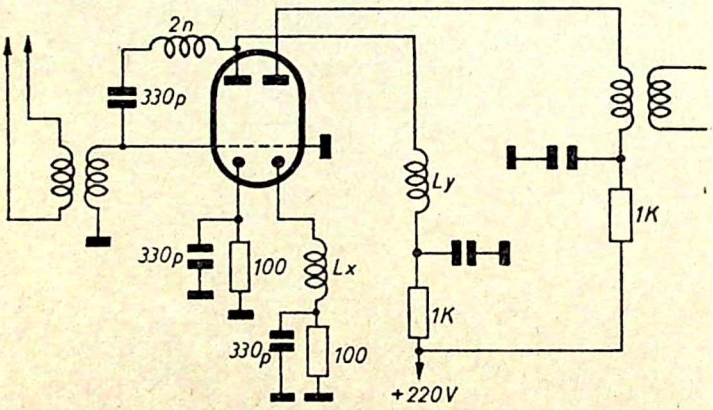


Bild 74

sie soll nur so bemessen sein, daß sie für die Empfängerfrequenz in Verbindung mit der Gitter-Anodenkapazität des ersten Systems einen Parallel-Resonanzkreis bildet. Besonders in Fernsehgeräten hat sich diese Schaltung außerordentlich gut bewährt und bringt auch für den Amateurverkehr auf 10 und 2 m wesentlich günstigere Eigenschaften als die hergebrachten Schaltungsarten mit Pentoden.

Die Bilder 74 und 75 zeigen zwei weitere Schaltungen mit Trioden für die Verwendung auf dem 2-m-Band.

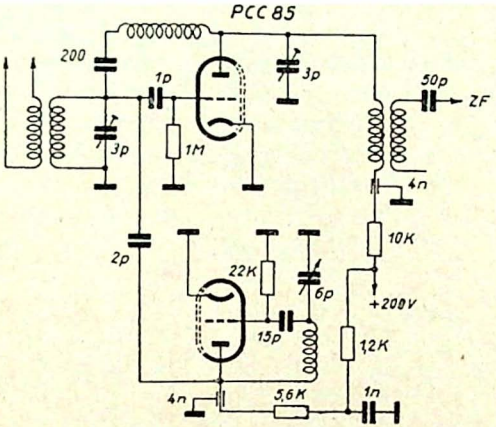


Bild 75

3. Antennenverstärker

Antennenverstärker haben sich seit Jahren bei Gemeinschaftsantennenanlagen bestens bewährt. Durch das neu hinzugekommene Fernsehband ist aber für den Aufbau von Antennenverstärkern durch die Verwendung abgestimmter Antennen eine grundsätzliche Änderung eingetreten. Besonders nachteilig hat sich hierbei die Tatsache ausgewirkt, daß mit den bisher bekannten Röhrenschaltungen eine wirksame Verstärkung der Antennenspannung bei zunehmender Frequenz nicht mehr möglich war.

Für die notwendige Breitbandigkeit eines Antennenverstärkers scheiden aus diesem Grunde Pentoden vollkommen aus; hier hat die steile Triode ihren Wirkungsbereich. In der Praxis wird man daher zur direkt gekoppelten Cascode-Schaltung mit der Fernsehspezialröhre PCC 84 greifen. Bild 76 zeigt das

Schaltbeispiel eines solchen Antennenverstärkers nach Philips. Die PCC 84 besitzt einen doppelt herausgeführten Kathodenanschluß (System I); durch diese Maßnahme konnte der Eingangswiderstand der Röhre auf etwa 4 kOhm gebracht werden. Bei der gezeigten Schaltungsart mit direkter Kopplung ist es notwendig, dem hochfrequenzmäßig geerdeten Gitter des Systems II eine positive Spannung zu geben.

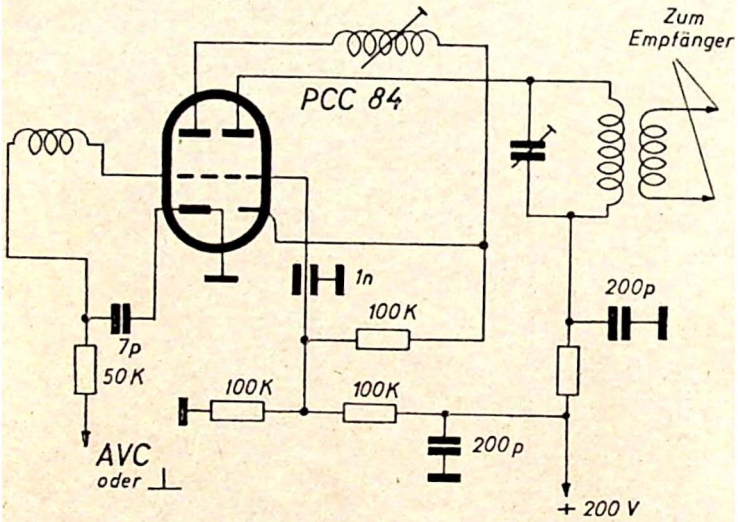


Bild 76

H. Die Arbeitsweise der Röhren im Sender

In Teil I haben wir die theoretischen Grundlagen der Elektronenröhren kennengelernt. Wir wollen uns in den folgenden Abschnitten nun mit der praktischen Anwendung der in Teil I behandelten Themen befassen.

1. Selbsterregung

Führen wir eine bestimmte Wechselspannung Uk von der Anodenseite einer Verstärkerröhre auf das Gitter dieser Röhre zurück und beachten wir dabei, daß die Phase der beiden Wechselspannungen um 180 Grad gegeneinander verschoben ist, so gerät die Röhre ins Selbstschwingen. Diese Art der Schwingungserzeugung ist auch als Selbsterregung bekannt. Der zur Selbsterregung nötige Wechselspannungsbedarf wird nach Barkhausen als Rückkopplungsfaktor bezeichnet. Der Rückkopplungsfaktor ist $K = -\frac{Ug}{Ua}$

Das Minuszeichen vor der Formel bedeutet, daß beide Spannungen um 180 Grad in der Phase verschoben sind. Wie wir nun aber in Teil I und auch in dem Abschnitt Rückkopplung kennengelernt haben, ist die Spannungsverstärkung gleich dem Verhältnis der Anodenwechselspannung zur Gitterwechselspannung. Deshalb gilt hierfür $V = -\frac{Ua}{Ug}$

Wir finden wieder das Minuszeichen, da es nicht nur auf den reinen Wert der Spannungsverstärkung ankommt, sondern daß vor allen Dingen die Phasenlage ausschlaggebend ist. Zusammenfassend ist also zu sagen, daß K und V Größen sind, denen eine bestimmte Richtung zukommt. Es ergibt sich hieraus: $K = \frac{1}{V}$ oder $K \cdot V = 1$.

Es ist uns nun leicht möglich, bei bekannter Spannungsverstärkung den Einsatz der Selbsterregung zu errechnen.

Die Selbsterregung erfolgt um so leichter, je kleiner der Durchgriff und je größer die Steilheit ist. Wichtig ist bei der Bemessung der Rückkopplungswindungen eines Schwingkreises, daß nur gerade soviel Wechselspannung der Anode auf das Gitter zurückgeführt wird, als zum Einsatz der Selbsterregung notwendig ist. Rufen wir noch einmal aus dem Teil I

die für Durchgriff und Steilheit gemachten Angaben ins Gedächtnis zurück, so werden wir sehen, daß bei festerer Rückkopplung, also wenn mehr Wechselspannung von der Anode zurückgeführt wird, die Wechselspannungsamplitude auf der Gitterseite zwangsläufig größer werden muß. Bei stärker werdender Rückkopplung wird aber die mittlere Arbeitssteilheit kleiner und die Gitterkreisschwingungen wachsen immer mehr an. Da nun aber die Schwingungen durch den Gitterstrom stark gedämpft werden und der Anodenstrom seinem Sättigungswert zustrebt, kann der Anodenwechselstrom nicht mehr größer gemacht werden, und die Anodenkreis- und Rückkopplungswechselspannungen steigen nicht mehr in ihrem Wert. Wir folgern hieraus, daß die mittlere Steilheit bei einem kleinen Rückkopplungsfaktor zunimmt und daß andererseits die Verkleinerung der mittleren Arbeitssteilheit durch einen größeren Rückkopplungsfaktor ausgeglichen wird (siehe auch Seite 8).

In Teil I haben wir auch noch gesehen, daß die Oberwellenbildung in der Elektronenröhre unterdrückt werden sollte. Bei Verwendung der Elektronenröhre als selbsterregten Sender fällt diese Erscheinung überhaupt nicht ins Gewicht, da hierbei immer mit Hochfrequenzschwingungen einer ganz bestimmten Frequenz gearbeitet wird. Die Aussiebung der Oberwellen ist durch entsprechende Siebmittel verhältnismäßig einfach.

2. Rückkopplung nach Meißner

Bild 77 zeigt das Prinzip der Meißner-Schaltung. Die Rückkopplung bzw. Selbsterregung erfolgt über die Rückkopplungsspule. Bedingung ist, daß die Phasenverschiebung von 180 Grad gegeben ist. Daher ist bei der Herstellung derartiger Rückkopplungsspulen auf den Windungssinn zu achten. (Falls bei einer selbstgewickelten Spule die Rückkopplung bzw. Selbsterregung nicht einsetzt, die Anschlüsse der Rückkopplungsspule vertauschen!)

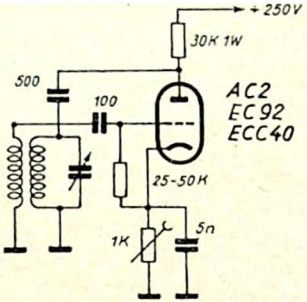


Bild 77

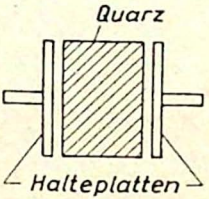


Bild 78

Diese Art der Selbsterregung ist für die modernen Senderschaltungen etwas außer Kurs gekommen.

3. Quarzgesteuerte Röhrensender

Durch entsprechende schaltungstechnische Maßnahmen lassen sich durch Schwingungskreise erregte Röhrensender leicht frequenzstabil herstellen; jedoch ist es bei den überbesetzten Bändern oft nicht möglich, die geringste Frequenzverwerfung zuzulassen, um die Betriebssicherheit nicht zu gefährden. Eine Frequenzverwerfung um 0,1% würde zum Beispiel im 30-m-Band bereits eine Abweichung von der Sollfrequenz um ± 10 kHz bedeuten. Da sich kommerzielle Stationen aber eine solche Frequenzabweichung nicht erlauben können (und auch nicht dürfen!), machen diese Stationen von der Kristallsteuerung des Oszillators Gebrauch.

Das Herz dieses Schwingungskreises bildet ein Kristall (Quarzkristalle haben sich als besonders geeignet erwiesen, daher auch der Name: Quarzgesteuert). Versuche hatten gezeigt, daß an den Flächen besonderer, geeignet geschnittener Kristalle elektrische Ladungen auftreten, wenn die Kristalle in bestimmten Richtungen gedrückt oder gedehnt werden: der piezoelektrische Effekt. Kehrt man dieses Verfahren nun

um und legt an die Flächen der geschnittenen bzw. geschliffenen Quarze eine Spannung an, so wird man feststellen, daß der Kristalldurchmesser in bestimmten Kristallrichtungen verkürzt bzw. verlängert wird. Dieser Effekt wird der reziproke Effekt genannt. Für die Verwendung als Schwingkristalle sind geeignet:

Bergkristall (Quarz)
Kieselzinkerz
Rohrzucker
Seignettesalz
Turmalin
Zinkblende usw.

Wesentlich beim Schnitt der Quarzplatten aus den sechseckigen Säulen mit aufgesetzten Pyramiden ist, daß die Platten aus den senkrecht zur optischen Achse versetzten polaren Achsen geschnitten werden. Die polaren Achsen haben gegeneinander eine Versetzung von 120 Grad. Die Platten werden so geschnitten, daß die großen Flächen wiederum senkrecht zu einer der polaren Achsen stehen.

Bei Anlegung einer Wechselspannung an den Quarz wird man feststellen, daß der Quarz in eine mechanische Schwingung gerät. Hierbei ist die Frequenz des Quarzes nicht von der angelegten Frequenz beeinflußbar. Verändert man nun die angelegte Wechselspannung solange, bis die Eigenfrequenz des Quarzes gleich der angelegten Frequenz ist, wird eine starke Resonanzschwingung des Quarzes einsetzen.

In der Praxis werden die Quarze in sogenannte Quarzhalter nach Bild 78 eingebaut. Die beiden Halteflächen sind meist vergoldet oder zumindest versilbert und drücken beiderseitig mit einem Druck von etwa 50 g (Federwaage) gegen den Quarz. Für besonders hohe Ansprüche werden Quarze in einem Vakuum montiert und in Verbindung mit Thermostaten auf eine gleichbleibende Umgebungstemperatur gehalten.

Der Innenwiderstand des Quarzes ist in dem Falle, wo er sich mit der angelegten Frequenz nicht in Resonanz befindet, sehr hoch. Erst im Resonanzfalle fällt der Innenwiderstand des Quarzes sehr steil ab. Diese für uns sehr nützliche Eigenschaft lernen wir später noch bei Besprechung der Quarze in Filterschaltungen kennen.

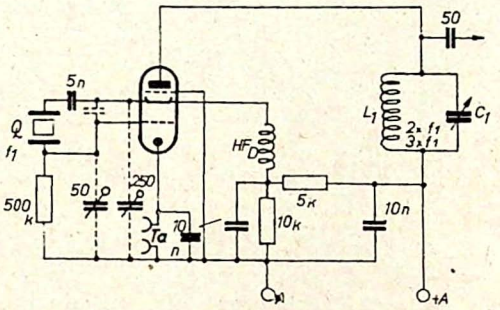


Bild 79

Die Bilder 79—82 zeigen verschiedene Ausführungsarten von quarzerregten Röhrensendern. Für den Amateur hat sich die Pierce-Schaltung besonders bewährt.

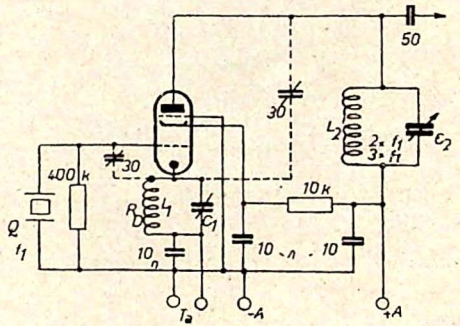


Bild 80

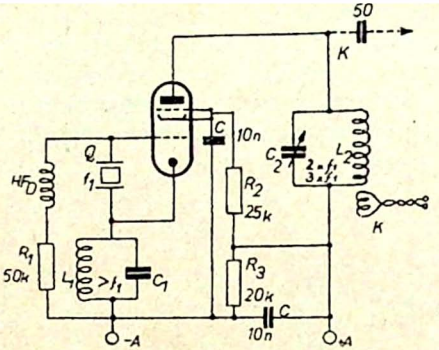


Bild 81

Für den Amateur haben die Quarze trotz ihrer bestehenden Vorzüge doch den leider erheblichen Nachteil, daß Sie nur auf ihrer Eigenfrequenz schwingen und somit eine Frequenzänderung, wie sie doch im praktischen Amateur-Sendeverkehr an der Tagesordnung ist, nicht zulassen. Auch mit den sogenannten Varioquarzen ist nur eine geringfügige Frequenzänderung möglich.

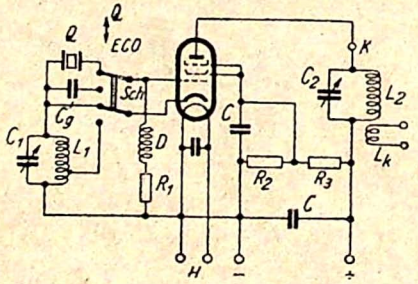


Bild 82

4. Dreipunkt-Sender (Hartley)

Das Merkmal des Hartley-Senders ist die angezapfte Spule. Die Spule erhält dadurch drei Punkte = Dreipunkt-Schaltung. Der Schwingungskreis liegt zwischen Anode und Gitter der Röhre. Die Kondensatoren 1 nF und 250 pF halten die Gleichspannung von der Anode bzw. von dem Gitter fern. Durch den im schwingenden Zustand eintretenden Gitterstrom erzeugt die Röhre sich ihre Gitterspannung durch Spannungsabfall an dem Widerstand 2—20 kOhm selbsttätig. Bedingung für den Schwingungseinsatz ist, wie bereits besprochen, das Zustandekommen einer Rückkopplung. Ein Teil der an der Schwingkreisspule auftretenden Wechselspannung wird an dem unteren Teil der Spule abgegriffen. Diese sogenannte Rückkopplungsspannung wird dem Gitter zugeführt. Der geerdete Abgriff an der Spule liegt im Normalfall, je nach Durchgriff der Röhre, im unteren Drittel bzw. Viertel und ist in jedem Falle durch Versuch zu ermitteln. Um eine möglichst geringe Oberwellenbildung bei bestem Schwingungseinsatz zu erzielen, ist der Gitterstrom genau bei der Einregelung zu kontrollieren. Es ist erwiesen, daß der Rückkopplungseinsatz dann gerade richtig ist, wenn der Gitterstrom kurz vor dem Abreißen eingestellt wird. Schwingungskreis und Stromquelle — hier über eine Drossel angeschlossen — liegen parallel zueinander. Diese Art der Speisung wird deshalb auch als Parallelspeisung bezeichnet. Die Hochfrequenzdrossel im Anodenkreis verhindert das Abfließen der erzeugten Hochfrequenz in die Stromversorgungsgeräte. Der Dreipunktsender zeichnet sich durch einfachen Aufbau und leichte Abstimmung aus. Er wurde besonders in den Jahren um 1935 herum gerne von den Kurzwellenamateuren als Sender benutzt. Heute ist der Hartley-Sender als selbsterregter Sender, d. h., daß er gleichzeitig die erzeugte Hochfrequenz an die Antenne abgibt, kaum noch in Betrieb.

Bild 83 zeigt den einfachen Aufbau und die wenig Schaltelemente erfordende Konstruktion. Als Faustformel für den

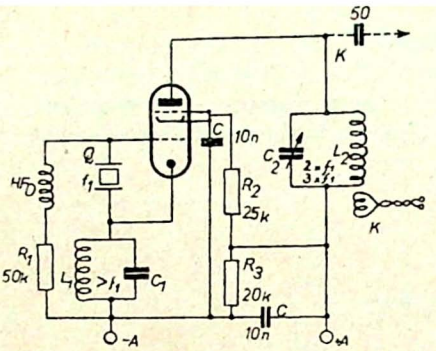


Bild 81

Für den Amateur haben die Quarze trotz ihrer bestehenden Vorzüge doch den leider erheblichen Nachteil, daß Sie nur auf ihrer Eigenfrequenz schwingen und somit eine Frequenzänderung, wie sie doch im praktischen Amateur-Sendeverkehr an der Tagesordnung ist, nicht zulassen. Auch mit den sogenannten Varioquarzen ist nur eine geringfügige Frequenzänderung möglich.

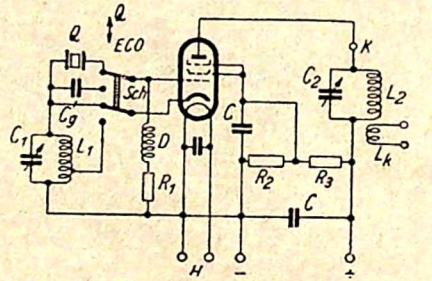


Bild 82

4. Dreipunkt-Sender (Hartley)

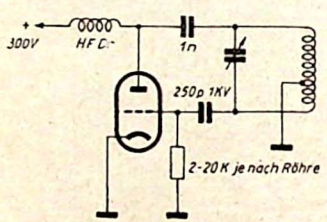
Das Merkmal des Hartley-Senders ist die angezapfte Spule. Die Spule erhält dadurch drei Punkte = Dreipunkt-Schaltung. Der Schwingungskreis liegt zwischen Anode und Gitter der Röhre. Die Kondensatoren 1 nF und 250 pF halten die Gleichspannung von der Anode bzw. von dem Gitter fern. Durch den im schwingenden Zustand eintretenden Gitterstrom erzeugt die Röhre sich ihre Gitterspannung durch Spannungsabfall an dem Widerstand 2—20 kOhm selbsttätig. Bedingung für den Schwingungseinsatz ist, wie bereits besprochen, das Zustandekommen einer Rückkopplung. Ein Teil der an der Schwingkreisspule auftretenden Wechselspannung wird an dem unteren Teil der Spule abgegriffen. Diese sogenannte Rückkopplungsspannung wird dem Gitter zugeführt. Der geerdete Abgriff an der Spule liegt im Normalfall, je nach Durchgriff der Röhre, im unteren Drittel bzw. Viertel und ist in jedem Falle durch Versuch zu ermitteln. Um eine möglichst geringe Oberwellenbildung bei bestem Schwingungseinsatz zu erzielen, ist der Gitterstrom genau bei der Einregelung zu kontrollieren. Es ist erwiesen, daß der Rückkopplungseinsatz dann gerade richtig ist, wenn der Gitterstrom kurz vor dem Abreißen eingestellt wird. Schwingungskreis und Stromquelle — hier über eine Drossel angeschlossen — liegen parallel zueinander. Diese Art der Speisung wird deshalb auch als Parallelspeisung bezeichnet. Die Hochfrequenzdrossel im Anodenkreis verhindert das Abfließen der erzeugten Hochfrequenz in die Stromversorgungsgeräte. Der Dreipunktsender zeichnet sich durch einfachen Aufbau und leichte Abstimmung aus. Er wurde besonders in den Jahren um 1935 herum gerne von den Kurzwellenamateuren als Sender benutzt. Heute ist der Hartley-Sender als selbsterregter Sender, d. h., daß er gleichzeitig die erzeugte Hochfrequenz an die Antenne abgibt, kaum noch in Betrieb.

Bild 83 zeigt den einfachen Aufbau und die wenig Schaltelemente erfordende Konstruktion. Als Faustformel für den

Spulenabgriff kann man sich merken: Je kleiner der Durchgriff der verwendeten Röhre ist, desto weniger Rückkopplungswindungen sind notwendig, um den Schwingungseinsatz zu erreichen.

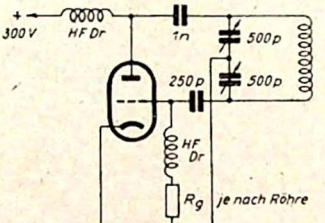
5. Colpitts-Dreipunkt-Sender

Im Prinzip hat sich an der Schaltung gegenüber der bei dem Hartley-Sender nur die Erzeugung der Rückkopplung geändert. Beim Hartley wurde die Rückkopplungsspannung durch induktiven Abgriff an den unteren Spulen eingestellt; beim Colpitts geschieht dies durch einen kapazitiven Spannungsteiler. Zusätzlich finden wir in dem Gitterkreis noch eine Hochfrequenzdrossel, die ebenfalls ein Abfließen der Hochfrequenz verhindert.



Dreipunkt-Sender (Hartley)

Bild 83



Dreipunkt-Sender (Collpitts)

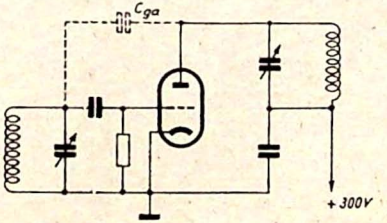
Bild 84

Diese Sendeschaltung hat einen einfachen Spulenaufbau (die Anzapfungen fallen weg) und zeichnet sich durch große Frequenzkonstanz der erzeugten Schwingungen aus. In Bild 84 finden wir die Prinzipschaltung. Diese Steuersenderschaltung hat sich in den verschiedensten Abwandlungen bis heute als Steuersender durchsetzen können. Zur Ansteuerung eines mehrstufigen Senders, wie er heute in Amateurkreisen aus Gründen der Frequenzstabilität fast ausschließlich verwendet

wird, erfreut er sich großer Beliebtheit. Besonders wichtig ist bei dieser Schaltung, daß der Sender schon bei relativ geringer Anodenspannung gut und sicher schwingt. Heute wird man als Steuerröhre moderne Trioden, wie z. B. die EC 92, verwenden. Bei einer stabilisierten Anodenspannung von 150 Volt ist die erzeugte Schwingung außerordentlich konstant. Vergrößert man die Kondensatoren im Schwingungskreis, so wird die erzeugte Hochfrequenzschwingung stabiler arbeiten. Schon nach einer kurzen Einbrennzeit (normal 15 Minuten) wird bei sorgfältigem Aufbau kaum eine „Drift" der erzeugten Welle festzustellen sein.

6. Huth-Kühn-Sender

Eine weitere Abart der selbsterregten Sender stellt die Schaltung nach Huth-Kühn dar. Die Rückkopplung erfolgt bei diesem Sender über die Gitter-Anodenkapazität (Cga). Grundsätzlich ist es ja gleichgültig, wie die Erzeugung der Rückkopplungsspannung erfolgt. Bedingung ist ja in jedem Falle, daß die richtigen Phasenverhältnisse gegeben sind, ganz gleich, ob die Rückkopplung induktiv, kapazitiv oder galvanisch erfolgt. Wichtig ist, daß Gitter und Anodenspule vollkommen entkoppelt sind. Im Verhältnis des wirksamen Wechselstromwiderstandes des Gitterkreises zum Wechselstromwiderstand des Anodenkreises erfolgt die Spannungsteilung. Zur Erzielung



Huth-Kühn-Sender

Bild 85

einer großen Rückkopplungsspannung muß also der Wechselstromwiderstand des Gitterkreises recht groß sein. Der Anodenkreis ist auf die Frequenz des Gitterkreises abzustimmen. Bild 85 zeigt die Schaltung. Hier wurde einmal die Serienspeisung gezeigt. Durch Einschalten einer Hochfrequenzdrossel in den Gleichstromkreis muß das Abfließen von Hochfrequenz in das Netzgerät vermieden werden. Besondere Merkmale der Huth-Kühn-Schaltung sind gute Oberwellenfreiheit. Leider ist die Abstimmung sehr kritisch und die Röhre nimmt bei Fehlabstimmung sehr leicht Schaden.

7. Der „ECO"

Eine immer wiederkehrende Schaltung ist der elektronengekoppelte Steuersender. Im Prinzip finden wir wieder die Spule wie beim Hartley-Sender jedoch mit dem Unterschied, daß der Abgriff an der Spule nicht an Masse liegt, sondern an der Kathode. Der Schwingungskreis mit seinen Abstimmelementen liegt zwischen Kathode und Gitter. Die Funktion der Anode wird aber in dieser Schaltung von dem Schirmgitter übernommen. Da die Kathode nun Hochfrequenz führt, kommt für die Schaltung des elektronengekoppelten Steuersenders nur eine Fünfpolröhre mit getrennt herausgeführtem Bremsgitter in Frage. Das Bremsgitter liegt auf Erdpotential. Durch die Schirmwirkung des 2. und 3. Gitters ist die Anode praktisch unabhängig von der am Gitterkreis eingestellten Frequenz; ebenso sind die Rückwirkungen der Anodenkreis-Elemente ohne Einfluß auf den Gitterschwingungskreis. Schwankungen der Betriebsspannung haben aus diesen Gründen verhältnismäßig wenig Einfluß auf die eingestellte Betriebswellenlänge. Die Kopplung der beiden Schwingungskreise miteinander geschieht bei dieser Schaltung nur durch den Elektronenstrom (daher der Name!), der durch das Schirmgitter zur Anode fließt. Bild 86 zeigt das Prinzipschaltbild. In der Praxis wird man den Abstimmdrehkondensator ver-

hältnismäßig klein in seiner Kapazität bemessen und dafür mehrere Festkondensatoren — keramisch — parallel schalten, um auf die geforderte Gesamtkapazität zu kommen. Verwendet man hierfür Kondensatoren mit verschiedenen Temperaturkoeffizienten, so läßt sich eine außerordentliche Temperaturkonstanz gegen mechanische und elektrische Erwärmung der Schwingungselemente erreichen.

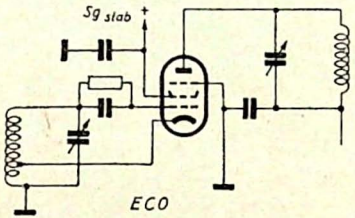


Bild 86

Diese Steuersenderschaltung erfreut sich außerordentlich großer Beliebtheit und dürfte wohl mit zu den meistverbreitesten Steuersendern gehören. Namentlich in mehrstufigen Sendern wird er gerne verwendet. Außerdem finden wir diese Schaltung wieder in Frequenzmessern, zweitem Überlagerer in Superhets usw.

I. Einfacher Sender mit Rimlockröhren

Eine einfache Schaltung mit einem guten Wirkungsgrad zeigen Bild 87 u. 88. Dieser Sender ist gut als QRP-Station zu verwenden, da für die Stromversorgung mit normalen Rundfunk-Bauteilen auszukommen ist. Als Röhren finden wir die Rimlock-Type EL 41. Die Spulen für den Steuersender sind auswechselbar; selbstverständlich können auch Umschaltspulen Verwendung finden. Keramische Bauteile für die Spule dürften als selbstverständlich vorausgesetzt sein. Die

Hochfrequenzdrosseln 2,5 mH sind Scheibendrosseln auf keramischem Grundkörper, die anderen Drosseln haben etwa 20 Wdg., aufgewickelt auf einen 100 Ohm Schichtwiderstand. Beim praktischen Aufbau ist wieder zu beachten, daß die

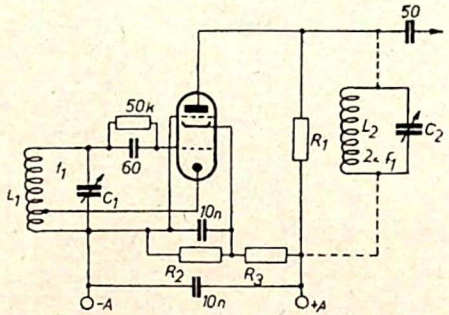


Bild 87

beiden Stufen mechanisch und elektrisch vollkommen voneinander getrennt werden. So wird man die Ausgangsspule im rechten Winkel zur Spule der Steuerstufe aufbauen.

Die Ankopplung der Antenne erfolgt über einen kapazitiven Spannungsteiler. Auch die Verwendung des Pi-Filters ist hier ohne weiteres möglich. Vorgesehen ist in dieser

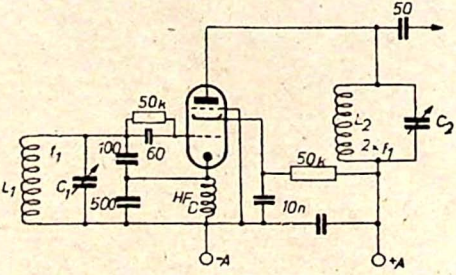


Bild 88

Schaltung die Anodenmodulation, jedoch können auch die anderen beschriebenen Modulationsarten, so vor allen Dingen die Schirmgitter- oder Bremsgittermodulation Anwendung finden. Das Instrument zur Kontrolle der Abstimmung der Endstufe liegt in diesem Falle im Kathodenkreis. Natürlich kann das Instrument ebenso auf dem kalten Ende des Anodenkreises eingefügt werden. Es handelt sich bei dieser Steuersenderschaltung nicht um die reine ECO-Schaltung, da bei jener Schaltung das Bremsgitter die Funktion der Anode übernimmt. Eine Zeitlang war für diese Schaltungsart auch der Ausdruck „Kathodenkopplung" üblich.

Beim praktischen Aufbau wird man diesen äußerst klein aufzubauenden QRP-Sender mit dem Empfänger und Modulationsteil in einem kleinen passenden Koffer unterbringen. Schaltet man die Endstufe des Empfängers um als Modulationsverstärker, so wird der Aufwand nicht erheblich. Als Empfänger eignet sich sehr gut der OVI oder ein Kleinsuperhet mit Rückkopplung in der Zwischenfrequenz.

Verwendet man einen Umformer oder Wechselrichter, so kann dieser Kleinsender auch sehr gut als Kraftwagenstation Verwendung finden.

K. Clapp-Steuersender

Oberstes Ziel beim Entwurf und Bau eines Steuersenders ist und bleibt immer die Stabilität. Auf den schmalen Frequenzbändern, die für den internationalen Amateur-Funkverkehr freigegeben sind, ist diese Forderung oberstes Gebot. Bild 89 zeigt einen Steuersender, bestückt mit den Röhren EF 42.

Die erste Röhre arbeitet als Clapp-Oszillator. Diese Schaltung ist, wie bereits früher besprochen, eine kapazitive Drei-

punktschaltung. Bestimmend für den Rückkopplungsfaktor sind die beiden in Reihe geschalteten Kondensatoren parallel zum Schwingungskreis. Man wird diese Kondensatoren naturgemäß so groß wie nur irgend möglich machen, um die Röhrenkapazitäten im Vergleich zu den Kreiskapazitäten unwirksam zu machen. Wenn man, wie beim ECO-Oszillator besprochen, das Schirmgitter die Funktion der Anode übernehmen läßt, so wird zwischen der eigentlichen Anode und dem Schwingungskreis durch die Röhren selber eine statische Abschirmung erzielt, die sich ebenfalls sehr günstig auf die Stabilität der Schaltung auswirkt, da Rückwirkungen aus den nachgeschalteten Schwingungskreisen unterbunden werden. Interessant

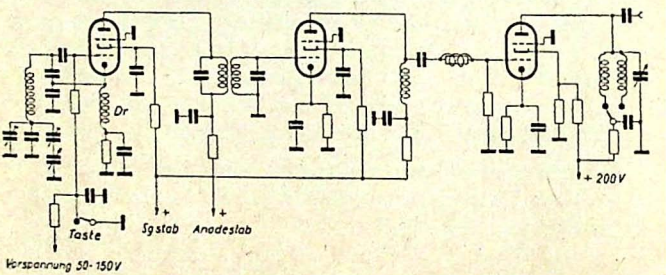


Bild 89

ist in dieser Schaltung die Bandfilteranordnung zur Kopplung des Anodenkreises der Oszillator-Stufe mit der nachfolgenden, als A-Verstärker arbeitenden Verstärkerstufe. Dieses Bandfilter muß selbstverständlich eine entsprechend große Bandbreite haben, um den Abstimmungsbereich bzw. das ganze Amateurband des Oszillators ohne nennenswerte Verluste zu übertragen. Baut man beide Spulen mit veränderlicher Kopplung (durch Annäherung der beiden Schwingkreisspulen), so wird die Einstellung auf den erforderlichen Durch-

laßbereich nicht schwer fallen. Die Gittervorspannung dieser Verstärkerstufe wird durch Kathodenwiderstand erzeugt. Der Kathodenwiderstand ist mit einem Kondensator von etwa 20 nF überbrückt. Aus der Zwischenfrequenztechnik der UKW-Empfänger sind die Schwingungskreise mit der Eigenkapazität der Windungen untereinander als Parallelkapazität zur Bildung eines Schwingungskreises bekannt. Verwenden wir nun im Ausgangskreis dieser Verstärkerstufe einen solchen Schwingungskreis, so erhalten wir ein Bauelement, daß eine Breitbandwirkung aufweist. Die Resonanz dieses Kreises soll so gewählt werden, daß bei der angegebenen Schaltung das 80-m-Band in der Mitte des Übertragungsbereiches liegt.

Im Eingangskreis der dritten Röhre treffen wir die bekannte UKW-Sperre an, bestehend aus einem Festwiderstand von 100 Ohm, über den 10 bis 12 Windungen Kupferlackdraht gewickelt sind. Der Ausgangsschwingungskreis dieser Stufe ist umschaltbar auf die Bereiche 80 und 40 m. An diese Stufe können nun weitere Verdopplerstufen zur Erfassung des 20-, 15- und 10-m-Bandes angeschlossen werden.

L. QRP-Sender

Ein leicht aufzubauender Kleinsender mit Rimlockröhren ist in Bild 90 gezeigt. Oszillator und PA Stufe sind beide mit den Röhren EL 84 bestückt. Der Oszillator schwingt als ECO; der Spulensatz ist auswechselbar (Steckspulen). Eleganter ist jedoch ein umschaltbarer Spulensatz für schnellen Bandwechsel. Die UKW-Drossel im Gitterkreis wird in der bekannten Weise aus einem 50 Ohm Massewiderstand mit ca. 12 Wdg. CuL-Draht von 0,8 m Stärke hergestellt. Die Schirmgitterspannung des Oszillators ist natürlich stabilisiert. Es ist aber zu empfehlen, auch die Anodenspannung des Oszillators und die Schirmgitterspannung der PA-Stufe

zu stabilisieren (StV 280/40). Im Anodenkreis der Steuerstufe befindet sich ebenfalls eine UKW-Drossel und die Hochfrequenzdrossel mit einer Selbstinduktion von 2,5 mH. Der Koppelkondensator 100 pF muß spannungsfest (1 kv Betriebsspannung) sein und soll aus keramischem Isoliermaterial bestehen.

Die Endstufe ist sehr einfach zu erstellen. Die Ankopplung der Antenne folgt über eine Kette von keramischen Kondensatoren mit einem Kapazitätswert von je 30 pF/1 kV.

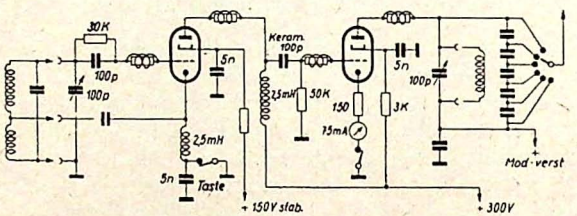


Bild 90

Getastet wird der Oszilator im Kathodenkreis. Das mA-Meter in der Kathode der Endstufe zeigt den Anodenstrom und dient zur Abstimmung der PA-Stufe auf Resonanz mit der Steuerstufe.

Der Kleinsender erfaßt im Steuersender die Bereiche 80, 40, 20 m; für die Bänder 80, 40 und 20 m kann wahlweise als Geradeausverstärker bzw. für 40 und 20 m als Verdoppler für die Endstufe gefahren werden. Das 15-m- und 10-m-Amateurband ist nur durch Verdopplung zu erfassen.

Als Modulator eignet sich vorzüglich der in dem Abschnitt „Verstärker für Niederfrequenz" beschriebene 18-Watt-Verstärker mit den Röhren zweimal EL 84. Am zweckmäßigsten ist für diesen Sender die Anodenmodulation.

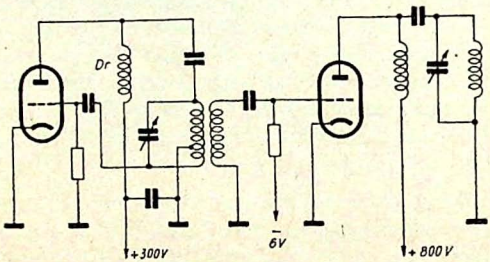
Verwendet man für die einzelnen Bänder getrennte Röhren, so ist ein schneller Bandwechsel (Wettbewerbe!) mit wenigen Mitteln zu erreichen. Wichtig ist natürlich, daß sämtliche Schirmgitter- und Anodenspannungen voll stabilisiert sind. Jede Frequenzwanderung im Oszillator wird in den Verdopplerstufen eine entsprechende verdoppelte Fehlfrequenz erzeugen.

Steuersender sollte man grundsätzlich getrennt von der eigentlichen PA-Stufe aufbauen. Rückkopplungen innerhalb der einzelnen Stufen werden hierdurch mit großer Sicherheit vermieden. Das gleiche gilt auch für die Modulationsverstärker. Es ist grundsätzlich nicht richtig, den Modulationsverstärker unmittelbar neben oder sogar über der Leistungsstufe des Senders zu betreiben. Abgeschirmte Leitungen und Koaxkabel wirken hier wahre Wunder.

Als Aufbaugestelle haben sich vorzüglich die aus der Industrie her bekannten „Einschübe" bewährt. Solche Einschübe geben immer ein sauberes Gesamtbild ab, vor allen Dingen, wenn man die Einschübe zu mehreren Einheiten in sogenannten Einschubschränken zusammenfaßt. Solche Einschübe bzw. Schränke werden in ausgezeichneter Ausführung von der Firma Leistner, Hamburg-Altona, hergestellt. Die Gehäuse der Firma Breitenstein haben sich für den Aufbau von Amateurgeräten ausgezeichnet bewährt. Besonders die Amateur-Reihe mit 3 verschiedenen Normgrößen geben ein harmonisches Gesamtbild, da innerhalb dieser Reihe stets ein kompletter „Block" erstellt werden kann.

Der Aufbau dieses Steuersenders wurde auf einem Einschubgestell mit 3 Trennwänden vorgenommen. Wichtig ist bei der Montage der Einzelteile die Lage der einzelnen Schwingungskreise und die elektrische Abschirmung der einzelnen Stufen untereinander. So gehört die Anode der Oszillatorröhre, elektrisch gesehen, zum Gitterkreis der ersten Verstärkerstufe und deren Anodenkreis wiederum zum Git-

terkreis der nächsten Stufe. Die Wahl der Abschirmungen muß diesen Forderungen in jeder Beziehung Rechnung tragen. Auch ist es sehr zweckmäßig, die einzelnen, voneinander elektrisch zu trennenden Schwingungskreise so aufzubauen, daß trotz Abschirmung eine Verkopplung der Spulen nicht möglich ist. Eine Ausnahme bildet natürlich das Bandfilter zwischen Oszillator und Gitter der ersten Verstärkerstufe. Hier ist eine Kopplung ja Bedingung (Bild 89).



Fremderregter Sender

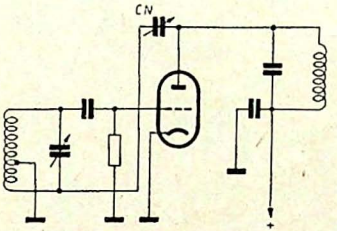
Bild 91

Bild 91 zeigt das grundsätzliche Prinzipschaltbild eines fremderregten Senders. Gezeigt wird die Parallelspeisung über eine Hochfrequenzdrossel. Die Abnahme der Schwingungen erfolgt induktiv. Die Rückwirkungen der beiden Abstimmkreise Steuersender/Endstufe sind erheblich, so daß diese Standardschaltung heute keine Verwendung mehr findet. Aus diesem Grundschaltbild gehen aber alle anderen Arten der fremderregten Sender hervor.

Neutralisation

Verwendet man Trioden als Senderröhren, ist eine Neutralisation (siehe auch unter Rückkopplung Seite 8 ff) erforder-

lich. Grundsätzlich unterscheidet man zwischen Gitter- und Anoden-Neutralisation. Wesentlich für die Arbeitsweise ist auch hierbei die Phasenlage, wie sie weiter oben bei der Rückkopplung ausführlich besprochen wurde. In der Praxis wird

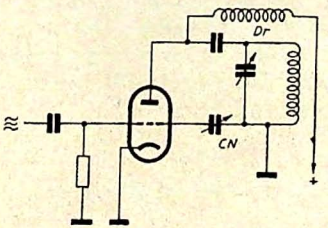


Gitter-Neutralisation

Bild 92

man nur soweit neutralisieren, bis keine Selbsterregung mehr eintritt (bei fremderregten Sendern). Die Prinzipschaltbilder 92 und 93 zeigen den grundsätzlichen Schaltungsaufbau.

Ein besonderes Sorgenkind beim Aufbau eines fremderregten Senders ist die Auskopplung der Hochfrequenz aus dem Steuersender. Da man in den meisten Fällen mit Frequenzver-



Anoden-Neutralisation

Bild 93

dopplung arbeitet, wird, falls keine Pufferstufe zwischen Steuersender und Verdoppler geschaltet ist, bei Abstimmung des Verdopplers eine Mitnahme der Abstimmung des Steuersenders unvermeidbar sein. Bild 94 zeigt eine sehr elegante Lösung dieses Problems: Die Hochfrequenzenergie wird aus der Kathode des Systems I ausgekoppelt und direkt auf das

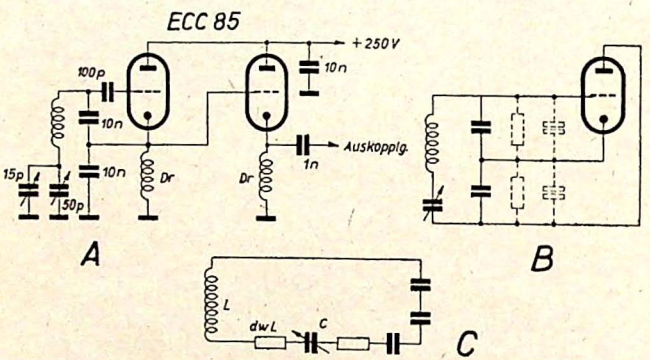


Bild 94

Steuergitter des Systems II der Röhre ECC 85 gegeben. Aus der Kathode des zweiten Systems wird die Energie aperiodisch ausgekoppelt und dem nachfolgenden Puffer zugeführt. Die Drosseln Dr sind Hochfrequenz-Scheibendrosseln für das jeweilige Betriebsband. Die Bilder 94 B und 94 C zeigen das Ersatzschaltbild dieser Anordnung.

M. Die Modulation der Röhrensender

Mit Modulation bezeichnet man die Technik, die erzeugten Hochfrequenzschwingungen mit einer bestimmten Tonfrequenz, z. B. im Takt der Morsezeichen, oder mit tonfrequenten

Sprach- oder Musikschwingungen zu modulieren. Ein modulierter Sender strahlt bekanntlich nicht nur die Trägerfrequenz aus sondern gleichzeitig auch zwei Seitenfrequenzen; die ausgestrahlte Frequenzbandbreite ist bei der Modulation mit Sprach- bzw. Musikschwingungen gleich der doppelten Modulationshöchstfrequenz. Berücksichtigt man diese Tatsache, so wird dem Amateur auf den schmalen zugelassenen Betriebsbändern ohne weiteres klar, daß er eine Modulationsart wählen wird, die möglichst wenig Bandbreite beansprucht. Eine geringere Bandbreite läßt sich erreichen durch Beschneidung des Tonfrequenzbandes, denn es kommt ja nicht darauf an, die höchsten Tonfrequenzschwingungen noch mit zu übertragen bzw. die Tonfrequenzschwingungen der tiefen Tonfrequenzen noch auf den Sender zu geben. Im Interesse einer guten Sprachverständlichkeit ist es sogar erwünscht, daß die zu übertragende Tonfrequenz auf eine Bandbreite beschränkt wird, die eine einwandfreie Lesbarkeit noch gewährleistet. Alle Schaltungen mit Beschneidung des Frequenzganges des Niederfrequenzverstärkers gehören hierher.

Korrekturen am Frequenzgang werden durch Gegenkopplungen über eine oder mehrere Verstärkerröhren erreicht. Die niederfrequente Gegenkopplung ist in dem Abschnitt „Gegenkopplungen" behandelt worden.

Im Prinzip unterscheidet man zwei Arten der Modulation der Trägerfrequenz: die Amplituden- und die Frequenzmodulation.

Bei der Amplitudenmodulation wird die Schwingungsweite (Amplitude) der hochfrequenten Trägerschwingungen (Frequenz) im Takt der niederfrequenten Modulationsschwingungen vergrößert bzw. verkleinert. Hierbei wird die Größe der Schwankungen der Schwingungsweite durch die Lautstärke, die sekundliche Anzahl der Schwankungen der Schwingungsweite durch die Frequenz (= Tonhöhe) der Modulation bestimmt.

Bei der Frequenzmodulation wird die Frequenz der Trägerschwingungen im Takt der zu übertragenden Niederfrequenzschwingungen geändert. Der Lautstärke bzw. dem Modulationsgrad der Tonfrequenzschwingungen entspricht dabei die Größe der Frequenzänderungen und der Tonhöhe die sekundliche Anzahl der Frequenzänderungen. Die beiden Seitenbandfrequenzen entstehen auch noch bei der Frequenzmodulation bei kleinem Modulationsgrad. Ebenso wie bei der Amplitudenmodulation kommen aber noch bei großem Modulationsgrad — wie er ja fast ausschließlich im Amateursender betrieben wird — eine ganze Reihe weiter abliegender Seitenbandfrequenzen hinzu. Naturgemäß können diese Seitenbandfrequenzen Anlaß zu großen Verzerrungen geben. Kommerzielle Sender modulieren daher im Normalfall mit ca. 30%; ebenfalls werden Meß-Sender, Prüfgeneratoren im Mittel auch nur mit 30% moduliert. Im Prinzip unterscheiden wir 4 Modulationsarten.

1. Gittermodulationen

Die Endstufe (= PA-Stufe) wird bekanntlich mit negativer Gittervorspannung betrieben. Überlagern wir nun diese Gittervorspannung mit einer Tonfrequenzschwingung, so wird auch die hochfrequente Trägerwelle mit moduliert. Es kommt hier eine Mischung der hochfrequenten Trägerschwingung mit der niederfrequenten Tonfrequenzschwingung zustande. Die am Steuergitter liegende hochfrequente Trägerspannung wird mit der niederfrequenten Tonfrequenzschwingung überlagert. (Siehe auch Teil I.) Durch die Modulationsfrequenz verschiebt sich nun natürlich die negative Gittervorspannung im Takte der angelegten Tonfrequenz; der Anodenwechselstrom wird durch die Änderung der Gittervorspannung ebenfalls im Takt der Tonfrequenzschwingungen schwanken. Bild 95 zeigt das Prinzipschaltbild der Gittergleichspannungsmodulation. Wie

der Name sagt, wird die angelegte Gitterspannung mit der Tonfrequenz moduliert. Aus der Tatsache heraus, daß sich eine tonmodulierte Hochfrequenz nur durch eine Gleichrichtung (Demodulation) in einen hochfrequenten Wechselstrom, einen tonfrequenten Wechselstrom und einen Gleichstrom zerlegen läßt, folgt, daß es sich um eine wirkliche Modulation und nicht um eine einfache Überlagerung handeln muß. Der Arbeitspunkt der Röhre muß sich daher weit unten auf der Ug-Ia-Kennlinie befinden; der mittlere geradlinige Kenn-

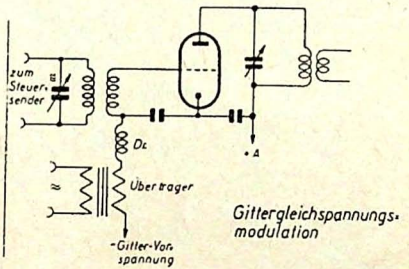
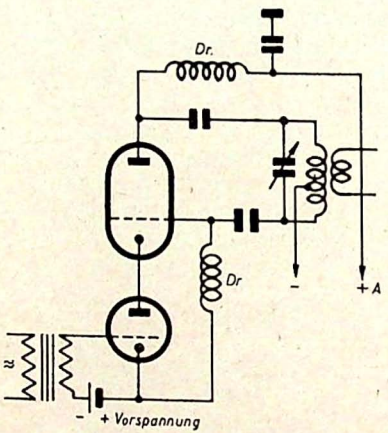


Bild 95

linienteil ist nicht brauchbar. Wir benötigen also zur Erzielung einer Modulation in unserem Sender ein asymmetrisches Glied, wie z. B. der untere Teil der Röhrenkennlinie. Über die Kennlinien der Röhren wurde in Teil I ausführlich gesprochen, so daß sich hier eine Wiederholung erübrigt. Die im Schaltbild gezeichnete Hochfrequenzdrossel (HFD) soll ein Abfließen der Hochfrequenz in den Niederfrequenzteil des Verstärkers verhindern. Der Abblockkondensator darf natürlich nicht zu groß gewählt werden, da er entweder die Tonfrequenz nach Erde abfließen lassen würde oder die höheren Tonfrequenzen benachteiligt. Dieser Drossel ist ganz besondere Sorgfalt zu widmen; nur allzu leicht neigt der Nieder-

frequenzverstärker bei starken Energien zum Pfeifen und „Piepsen". In der Praxis wird man bei dieser Modulationsart auf dem geradlinigen Teil der unteren Röhrenkennlinie fahren, um Modulationsverzerrungen zu vermeiden. Der Scheitelwert der Modulationswechselspannung darf nicht zu



Gittergleichstrom-modulation.

Bild 96

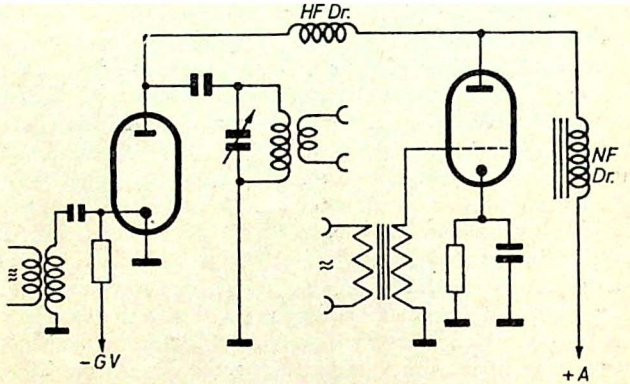
groß sein; die Einstellung der negativen Gittervorspannung und damit des Arbeitspunktes für die Röhre muß sehr sorgfältig vorgenommen werden. Eine 100%ige Aussteuerung läßt sich mit dieser Modulationsart nicht erreichen, es sei denn man nimmt starke Verzerrungen mit in Kauf.

Ähnlich wie die Gittergleichspannungmodulation ist die Gittergleichstrommodulation. Das wesentliche dieser Schaltung ist, daß der Modulationseffekt hier durch eine zusätzliche

Modulationsröhre erreicht wird. Die Anode der Modulationsröhre ist mit der Kathode der PA-Röhre verbunden; die Kathode der Modulationsröhre ist wieder mit dem Steuergitter der PA-Röhre gekoppelt. Die Arbeitsweise dieser Schaltung ist leicht verständlich, wenn man sich vorstellt, daß die Modulationsröhre vom Gittergleichstrom der PA-Röhre durchflossen wird. Folglich wirkt die Röhre als Gitterableitwiderstand (Innenwiderstand). Durch die angelegte Tonfrequenzschwingung an das Steuergitter der Modulationsröhre ändert sich der Innenwiderstand dieser Röhre. Mit der Änderung des Innenwiderstandes geht aber eine Änderung des Gitterstromes vor sich und es wird naturgemäß auch der Anodenwechselstrom geändert, und die Bedingungen für eine Modulation sind erfüllt. Im übrigen gilt auch hier in Bezug auf die Modulationskennlinie und den Modulationsgrad das bei der Gittergleichspannungsmodulation gesagte (Bild 96).

2. Heising-Modulation

Die Heisingmodulation erfreut sich unter Amateuren großer Beliebtheit. Es handelt sich hierbei um eine Anodengleichspannungsmodulation, die ihre Wirkung darin hat, daß der in C-Verstärkung arbeitende Sender seine abgebbare Wechselstromleistung proportional mit dem Quadrat der Anodengleichspannung ändert. Der Anodenwechselstrom ist der Anodengleichspannung verhältnisgleich. Bild 97 zeigt das Prinzipschaltbild der Anodengleichspannungsmodulation nach Heising. Ihre Wirkungsweise ist leicht verständlich: Durch die angelegte Tonfrequenzspannung an die Modulations-Endröhre ändert sich bekanntlich der Innenwiderstand der Röhre. Aus diesem Grunde ändert sich nun aber auch die Anodenstromstärke der Modulatorröhre; an der Niederfrequenzdrossel (200 H) entsteht ein schwankender Spannungsabfall. Da nun aber auch die PA-Röhre ihren Anodengleich-



Anoden-Spannungs-modulation

Bild 97

strom-Bezugspunkt an der Niederfrequenzdrossel — über die bereits bekannte Hochfrequenzdrossel — hat, wird die Anodengleichspannung im Takt der Tonfrequenzschwankungen tonmoduliert. Die Niederfrequenzdrossel soll so groß bemessen sein, daß sie auch den tiefsten Tonfrequenzen einen großen Widerstand entgegensetzt. Die Senderröhre verhält sich gegenüber einer Anodenspannungsänderung wie ein ohmscher Widerstand; die Modulationskennlinie verläuft aus diesem Grunde gradlinig. Eine 100%ige Modulation ohne Verzerrung ist daher ohne weiteres möglich. Der Wirkungsgrad der Anodengleichspannungsmodulation ist höher als bei den anderen Modulationsarten, verlangt jedoch bei einer 100prozentigen Modulation, daß die Restspannung der Aussteuerung höher ist als die angelegte Anodengleichspannung. Die Modulator-

röhre muß daher mindestens ebenso leistungsfähig wie die Endröhre sein.

Eine andere Art der Anodenmodulation zeigt Bild 98. Hier liegt im Anodenkreis der PA-Röhre ein Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1 bis 1:2. Zweckmäßigerweise verwendet man als Modulationsverstärker eine Gegentaktendstufe, um zumindest die Vormagnetisierung des Übertragers

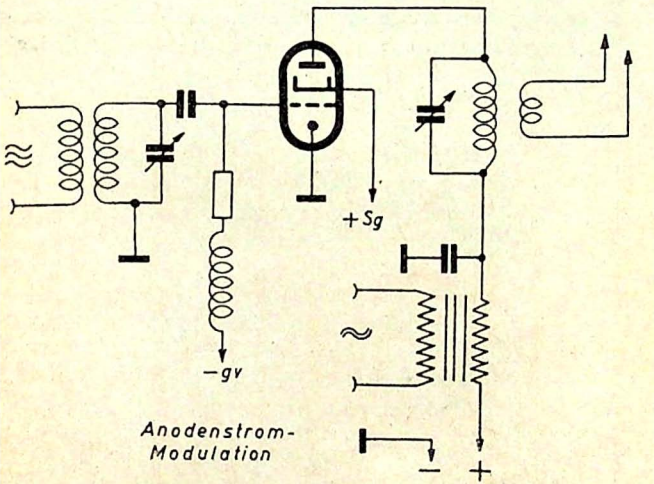


Bild 98

durch den Anodengleichstrom des Modulators zu kompensieren. Diesem Übertrager sollte man erhöhte Aufmerksamkeit schenken; er muß spannungsfest sein (in den Spitzen können die Spannungen den doppelten Wert der Anodengleichspannung annehmen!) und soll einen Luftspalt besitzen. (Notwendig wegen des hohen Anodengleichstromes der Endröhre: Vormagnetisierung). Über den Modulationsgrad gilt auch hier das bei der Heising-Modulation gesagte.

Diese Modulationsart ist ebenfalls sehr beliebt. Vor allen Dingen wird hierfür kein teurer Verstärker benötigt und man erreicht trotzdem eine annehmbare und leistungsfähige Modulation. Wie aus Bild 99 zu ersehen ist, eignen sich für die Modulationsart nur Pentoden und solche auch dann nur, wenn das Bremsgitter getrennt herausgeführt ist. Der Niederfrequenzübertrager kann in den meisten Fällen direkt in unmittelbarer Nähe der Senderöhre montiert werden. Es genügt

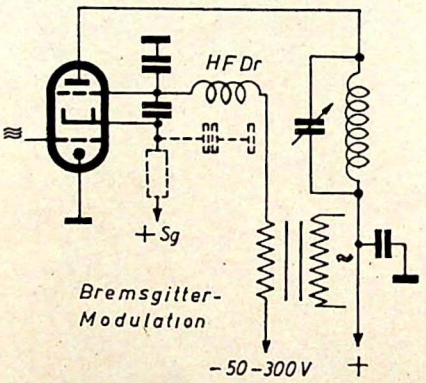


Bild 99

ein gewöhnlicher Ausgangsübertrager mit einem Impedanzwert von etwa 10 kOhm. Die niederohmige Seite führt zum Modulationsverstärker; die Übertragerleitung kann aus einfacher zweiadriger Lampenlitze bestehen, da die niederohmige Speisung brummunempfindlich ist. Die Hochfrequenzdrossel ist wieder sehr wichtig, der Abblockkondensator hat ebenfalls maximal 1000 pF. Das Bremsgitter muß negative Vorspannung erhalten. (Ausprobieren, evtl. kann diese Vorspannung einige

100 Volt betragen). Im Gegensatz zur Gittergleichspannungsmodulation wird bei dieser Modulationsart nicht der gesamte Elektronenstrom gesteuert, sondern nur dessen Verteilung auf das Schirmgitter bzw. die Anode. Beim Heruntermodulieren der Wechselstromleistung auf den Wert Null geht fast der gesamte Elektronenstrom zum positiven Schirmgitter. Hierdurch wird das Schirmgitter sehr stark belastet und bedeutet praktisch eine starke Herabsetzung des Gesamtwirkungsgrades. Wir müssen daher, um diesen Nachteil zu vermeiden, das Schirmgitter ebenfalls mitmodulieren und zwar mit der gleichen Phase. Aus diesem Grund muß in die Schirmgitterleitung ein Widerstand von etwa 5 bis 10 kOhm geschaltet werden (die Spannung darf also nicht irgendwie von einem Spannungsteiler, z. B. Stabilisator, abgenommen werden). Je negativer das Bremsgitter ist, um so mehr nimmt die Schirmgitterstromstärke zu. An dem Widerstand in der Schirmgitterleitung tritt ein Spannungsabfall auf und der gesamte Elektronenstrom wird geringer. Durch diese Verringerung der Schirmgitterverlustleistung tritt eine Erhöhung des Gesamtwirkungsgrades ein. (Wir wollen ja an der Anode der Senderöhre Energie haben und nicht am Schirmgitter!!).

Da diese Modulationsart leistungslos arbeitet, genügt zur Aussteuerung ein Verstärker von ca. 4 bis 8 Watt, je nach PA-Stufe. Bei mehrstufigen Sendern, wie sie heute ja wegen der geforderten Stabilität fast nur verwendet werden, ist es möglich, nicht die PA-Stufe sondern die Vorstufe, z. B. die Treiberstufe, zu modulieren. Bei richtiger Einstellung läßt sich dann mit der Bremsgittermodulation eine 100%ige Modulation erreichen, deren Modulationskennlinie ebenfalls geradlinig ist. Die Endstufe muß natürlich als B- bzw. C-Verstärker arbeiten, um den geradlinigen Teil der Arbeitskennlinie zur verzerrungsfreien Verstärkung der Modulationsschwingungen voll auszunutzen. Bei richtiger Wahl der Gittervorspannung gehen die Modulationsschwingungen formgetreu auf den Anodenstrom über.

4. Schirmgitter-Modulation

Im Prinzip und aufbaumäßig unterscheidet sich diese Modulationsart nicht von der Bremsgittermodulation. Durch den Fortfall der negativen Vorspannung für das Bremsgitter ist die Schaltung noch wesentlich einfacher. Die Einstellung der Spannung und die Wahl des Verstärkungsgrades des Nieder-

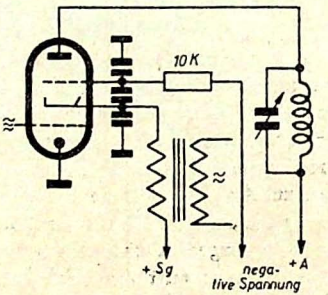


Bild 100

frequenzverstärkers ist etwas kritisch. Es tritt zu leicht eine negative Modulation der PA-Stufe auf. Negative Modulation läßt sich leicht am Anodengleichstrominstrument der PA-Röhre erkennen. Der Zeiger zeigt eine Verringerung des Anodengleichstromes, anstatt bei der Besprechung durch die Modulationsamplitude höhere Anodenströme anzuzeigen (Bild 100).

5. Hochspannungserzeugung mit Schwingungskreisen

Eine recht interessante Schaltung zeigt Bild 101. Wir finden auch hier wieder den Schwingungskreis und induktiv damit gekoppelt eine Hochspannungswicklung, die aus mehreren

einzelnen Scheibenwicklungen besteht. Beim Nachbau dieser Schaltung ist darauf zu achten, daß nur bestes Isoliermaterial Verwendung findet. Praktische Anwendung findet bzw. fand diese Schaltung in Fernsehgeräten zur Erzeugung der Hochspannung für Bildröhren. Aber auch heute noch ist diese

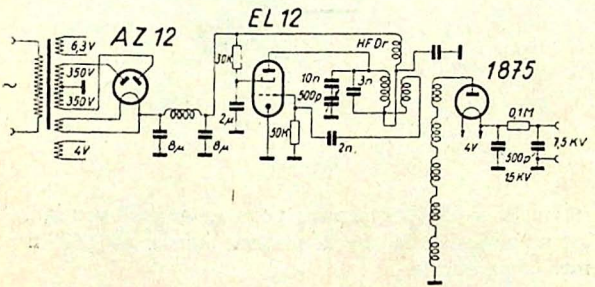


Bild 101

Schaltung, besonders für Experimentierzwecke, ausgezeichnet zu verwenden. Im Prinzip hat sich die Hochspannungserzeugung auch im heutigen Fernsehgerät nicht geändert. Statt des getrennten Oszillators wird die Hochspannung hier aus dem Zeilentransformator nebenbei mitgewonnen.

6. Störbegrenzer

Über Störbegrenzer ist bereits viel geschrieben worden und in der Fachliteratur sind alle möglichen Schaltungen zu finden. Es erübrigt sich daher im Rahmen dieses Buches auf die Vielzahl gesondert einzugehen. Lediglich der Vollständigkeit

halber soll hier eine einfache aber sehr wirksame Schaltung beschrieben werden, die sich nachträglich in jedes Gerät einbauen läßt. Bild 102 zeigt das Schaltbild. Mit dem Regler

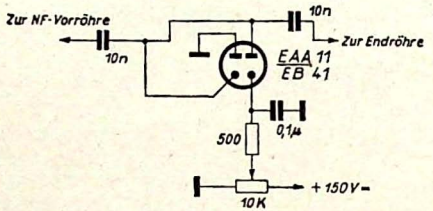


Bild 102

10 kOhm kann der Begrenzungspegel eingestellt werden. Alle Störspannungsspitzen, die über dem Empfangssignal liegen, werden abgeschnitten.

Nr. 2027 (5)

DIE LEHRMEISTER-BÜCHEREI

bietet mit ihren Titeln

vielfache Anregungen zum Lernen und zur Freizeitgestaltung

in folgenden Sachgebieten:

Aquarium, Zierfische, Terrarium · Astrologie · Basteln · Bauen · Bienen · Blumen · Briefmarken · Einmachen, Getränke und häusliche Ratschläge · Elektro-Technik · Erfolgsbücher · Farbenlehre · Fernsehen · Flugsport · Garten · Geflügel und Kleintiere · Hunde · Karten- u. Gesellschaftsspiele · Kraftfahrzeuge · Radio-Technik · Schach · Schädlingsbekämpfung · Sport · Tiere · Tischbahn · Vögel und Vogelschutz · Vornamen

Ausführliches Gesamtverzeichnis nach dem neuesten Stand

erhalten Sie durch jede Buchhandlung oder den

PHILLER-VERLAG · 495 MINDEN · POSTFACH